

Н. В. БОБРОВ

РАДИО-ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА





Выпуск 921

Н. В. БОБРОВ

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Издание второе, дополненное



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1976

6Ф2 124
Б72
УДК 621.396.62

Бобров Н. В.

Б72 Радиоприемные устройства. Изд. 2-е, доп. М., «Энергия», 1976.

368 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 921).

В книге приводятся сведения о способах радиоприема различных сигналов. Излагаются принципы построения структурных и принципиальных схем приемников. Рассматриваются методики расчета всех каскадов транзисторных и ламповых приемников и выбора оптимальных режимов их работы. Описываются методы налаживания и испытаний отдельных каскадов и приемника в целом. Даются справочные материалы по электронным приборам, конденсаторам и резисторам.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей, занимающихся самостоятельным проектированием и изготовлением радиоприемных устройств, и слушателей народных университетов.

Б $\frac{30404\text{-}476}{051(01)\text{-}76}$ 177-76 6Ф2.124

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Настоящая книга предназначена для широкого круга радиолюбителей, имеющих определенные знания по математике, физике, электрическим и радиотехническим цепям, а также знакомых с работой электронных приборов и усилителей низких (модулирующих) частот. Книга может быть использована в качестве учебного пособия при самостоятельном изучении курса радиоприемных устройств лицами со средним общим и техническим образованием, а также слушателями народных университетов.

Основное внимание в книге уделяется объяснению физических процессов, происходящих как в отдельных каскадах приемников амплитудно-модулированных и частотно-модулированных сигналов, так и в приемниках в целом. При этом подробно рассматриваются взаимосвязи характеристик каскадов и всего приемника, а также методы разрешения возникающих при этом технических противоречий. На основе анализа процессов, происходящих в основных каскадах приемника, излагаются принципы, позволяющие определять оптимальные параметры каскадов по заданным характеристикам приемника, а также пути исследования других схем, сходных с рассматриваемыми, которые могут понадобиться читателю в его практической деятельности по разработке и конструированию различных приборов и устройств.

Целью книги является оказание помощи читателю в приобретении знаний, необходимых для самостоятельной разработки, изготовления и налаживания радиолюбительских приемников различного назначения. Для этого в книге приводятся методики расчета всех каскадов приемника. При этом в отличие от первого издания главное внимание уделяется транзисторным каскадам, поскольку подавляющее большинство современных профессиональных и тем более любительских радиоприемников являются транзисторными. Работа ламповых каскадов рассматривается лишь применительно к радиочастотным цепям метрового и дециметрового диапазонов волн и к специальным каскадам современных телевизионных приемников. Однако во всех случаях расчета транзисторных каскадов указываются способы применения полученных расчетных соотношений для ламповых каскадов. Кроме того, в книге не рассматриваются регенеративные методы радиоприема и детектирование на триодах и транзисторах, как не имеющие широкого применения в современных радиоприемниках.

Для лучшего усвоения материала в книге приводится большое количество примеров расчета и задач для самостоятельного решения. Во многих примерах показываются способы применения приведенных ранее сведений для решения поставленных задач. С этой точки зрения примеры расчета являются составными материалами анализа работы каскадов. Поэтому примеры должны изучаться, а задачи решаться наравне с другими основными материалами каждой главы книги.

Большая часть примеров и задач взаимосвязаны по своим исходным данным. Благодаря этому они позволяют дать количественную оценку каскадов всего приемника для рассмотренных в примерах диапазонов волн.

В книге применяется единая система единиц (СИ) и названий диапазонов волн. Справочные данные, приведенные в приложениях, составлены в объеме, необходимом для решения примеров и задач.

Для облегчения усвоения материала в гл. 2 и 3 приведены характеристики приемных антенн и оконечных приборов, определяющие параметры входных и выходных каскадов приемника. С целью подготовки читателя к самостоятельному творчеству в гл. 14 достаточно подробно рассмотрены правила построения и чтения принципиальных схем. Значительное место в книге уделено изучению действия различных помех на элементы радиоприемного устройства и мерам борьбы с ними.

Автор выражает искреннюю благодарность В. П. Васильеву за ценные замечания, высказанные при редактировании рукописи.

Глубоко признателен автор товарищам по многолетней совместной работе Г. В. Максимову, В. И. Мичурину, Д. П. Николаеву, оказавшим большую помощь при обсуждении новых способов решения ряда методических задач, использованных в книге.

Автор будет признателен читателям за критические замечания, которые следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия». Массовая радиобиблиотека.

Автор

ГЛАВА 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

1-1. НАЗНАЧЕНИЕ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Радиоприемным устройством называют совокупность взаимосвязанных элементов, с помощью которых происходит улавливание радиосигналов, преобразование их формы с одновременным увеличением мощности и извлечение заложенной в них информации. По своему происхождению принимаемые сигналы могут быть искусственными и естественными. В первом случае они создаются радиопередающими устройствами, а во втором — за счет различных процессов, происходящих в природе (грозовые разряды, радиоизлучение планет и т. п.).

Структурная схема радиоприемного устройства показана на рис. 1-1. Приемная антенна *1* выполняет первую основную функцию радиоприемного устройства — улавливает энергию электромагнитного поля соответствующего принимаемому сигналу, и превращает ее в электрический сигнал. Радиоприемник *2* осуществляет вторую основную функцию радиоприемного устройства — преобразует электрический сигнал, полученный из антенны, и усиливает его. Это преобразование выполняется так, чтобы обеспечить нормальную работу оконечного прибора *3*, который, выполняя третью основную функцию радиоприемного устройства, позволяет извлечь из принятого сигнала полезную информацию. Следовательно, радиоприемник является составной частью радиоприемного устройства.

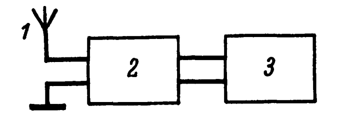


Рис. 1-1.

Первое в мире радиоприемное устройство, принимавшее сигналы грозовых разрядов, было создано А. С. Поповым и продемонстрировано им 7 мая 1895 г. Указом Советского правительства от 2 мая 1945 г. этот день утвержден ежегодным праздником «Днем радио».

Радиоприемные устройства, в свою очередь, могут входить в более крупные радиотехнические системы, решающие различные технические задачи. В соответствии с этим радиоприемные устройства могут служить для организации радиосвязи (телефонной, телеграфной или передачи неподвижных изображений), радиовещания, телевидения, радионавигации, радиолокации, радиотелеуправления, радиоастрономии и т. п.

В радиовещательном сигнале полезной информацией является тот или иной звуковой сигнал, например речь или музыка. Полезной информацией телевизионного сигнала является передаваемое изображение

и его звуковое сопровождение. В радиолокационном сигнале полезную информацию несут те его элементы, по которым определяют координаты объекта (расстояние до него и углы, определяющие направление на объект).

В большинстве случаев полезная информация определяется законом модуляции принимаемого сигнала, т. е. характером изменения модулирующего напряжения в передатчике.

1-2. ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИИ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Число источников электромагнитных волн искусственного и естественного происхождения в настоящее время весьма велико.

В каждой стране одновременно работают многие тысячи радиопередатчиков. Кроме того, целый ряд промышленных объектов и бытовых устройств (трамваи, троллейбусы, электромоторы, контактные переключатели, электромедицинские приборы и т. п.) излучают электромагнитные волны. Поэтому в приемной антенне одновременно создается большое число электрических сигналов за счет воздействия различных электромагнитных волн, приходящих в место ее расположения. Сигнал, который необходимо принять, называют *полезным сигналом*, а все остальные электрические сигналы, создающиеся в приемной антенне, считают *помехами*, ибо они мешают приему полезного сигнала. К помехам относятся и мешающие сигналы от других радиопередатчиков, поэтому *первой основной функцией* радиоприемника является *выделение* (*избирательность*) полезного сигнала из суммы всех сигналов, создающихся в антенне. Считается, что нужная избирательность обеспечена, если на выходе приемника уровень полезного сигнала превышает суммарный уровень помех во столько раз, во сколько это требуется для нормальной работы оконечного прибора. Избирательность в радиоприемнике осуществляется по различным характеристикам сигналов: несущей частоте (частотная избирательность), амплитуде (амплитудная избирательность), виду модуляции и т. п. Кроме того, в радиоприемном устройстве может применяться пространственная избирательность, основанная на использовании направленных свойств приемной антенны.

Частотная избирательность используется во всех радиоприемниках, так как несущие частоты сигналов радиопередающих устройств обычно выбираются различными. Осуществляется она применением резонансных систем (колебательных контуров), настраиваемых на несущую частоту полезного сигнала. Благодаря этому амплитуда полезного сигнала на выходе такой системы увеличивается, а амплитуды мешающих сигналов уменьшаются.

Высокочастотные модулированные сигналы (даже усиленные) не могут обеспечить нормальную работу оконечных приборов радиоприемных устройств. Они хорошо работают лишь от сигналов, соответствующих закону модуляции принимаемого сигнала. Следовательно, *второй основной функцией* радиоприемника является преобразование высокочастотного модулированного сигнала, поступающего с выхода приемной антенны, в сигнал, мгновенные значения которого изменяются во времени по закону модуляции. Процесс такого преобразования сигнала в радиотехнике называют *детектированием*, а каскады, его осуществляющие, — *детекторами*.

Сигналы на выходе приемной антенны обычно бывают слабыми. Их амплитуда редко достигает единиц милливольт, а мощность — микроватт. Для нормальной работы оконечных приборов выходной сигнал радиоприемника должен иметь мощность не менее десятых долей ватта (или амплитуду напряжения, равную единицам и десяткам вольт). Поэтому третьей основной функцией радиоприемника должно быть усилие полезного сигнала. Коэффициенты усиления по напряжению у современных приемников достигают сотен тысяч и даже миллионов раз.

Кроме указанных трех основных функций радиоприемника на него могут быть возложены и некоторые другие, связанные с особенностями его эксплуатации (например, поддержание постоянства выходной мощности, автоматическая подстройка приемника на частоту принимаемого сигнала и т. п.).

Качество выполнения рассмотренных функций принято оценивать основными характеристиками радиоприемников. Они подразделяются на две группы: электрические и конструктивно-эксплуатационные.

Рассмотрим основные электрические характеристики, по которым могут сравниваться как однотипные приемники, так и приемники различных назначений.

1. Чувствительностью радиоприемника принято называть его способность обеспечивать нормальный прием слабых полезных сигналов. Она оценивается минимальным уровнем полезного сигнала, который должен быть создан в приемной антенне для обеспечения нормальной мощности на выходе приемника при заданном отношении мощности сигнала к суммарной мощности помех. В диапазонах метровых и более длинных волн чувствительность принято оценивать э. д. с. полезного сигнала E_{A0}, создаваемого в стандартном эквиваленте приемной антенны и обеспечивающего выполнение указанных выше условий. В рассматриваемых диапазонах волн антенная цепь обычно бывает ненастроенной по отношению к несущей частоте сигнала. Выходное сопротивление антенны на частоте сигнала является комплексным. Чтобы учесть его, в процессе измерения чувствительности приемника между выходом источника сигнала и входом приемника включается эквивалент антенны (см. § 2-1). Современные приемники имеют чувствительность от десятых долей до тысяч микровольт.

В диапазонах дециметровых и более коротких волн антенная цепь обычно настраивается на несущую частоту принимаемого сигнала. В этом случае выходное сопротивление антенны получается чисто активным и при измерении чувствительности приемника эквивалент антенны не включается. Кроме того, между источником сигнала и входом приемника обеспечивается режим согласования, характеризующийся равенством выходного сопротивления источника сигнала и входного сопротивления приемника. Режим согласования обеспечивает передачу наибольшей мощности от источника сигнала на вход приемника. При этом уровень входного сигнала приемника более удобно измерять в единицах мощности, поэтому чувствительность приемников данных диапазонов волн измеряется в ваттах. Для приемников различных назначений она может быть от 10^{-9} до 10^{-19} Вт. Оценку чувствительности современных приемников можно пояснить таким примером. Мощность полезного сигнала в приемной антенне обычно меньше мощности светового излучения от горящей спички, находящейся на расстоянии 500 км и более.

2. Избирательностью приемника называют его способность выделять полезный сигнал из суммы всех сигналов и помех, создающихся в приемной антенне. Сравнительно часто уровень помех

в приемной антенне превышает уровень полезного сигнала, что подчеркивает особую важность данной характеристики приемника.

Для обеспечения избирательности используют различия в характеристиках полезного сигнала и помех. Мешающие сигналы от других передатчиков отличаются от полезного сигнала по несущей частоте. Поэтому, используя резонансные системы, настраиваемые на несущую частоту полезного сигнала, можно значительно ослабить мешающие сигналы на выходе этих резонансных систем. Таким образом реализуется частотная избирательность приемника.

В случае приема импульсных сигналов можно осуществить временную избирательность. В этом случае один из первых каскадов приемника пропускает сигналы (является открытым) только в те интервалы времени, в которые ожидается прием полезного сигнала. Уровень помех на выходе приемника будет в данном случае меньше, а прием сигнала окажется лучше. Так поступают, например, в радиолокационных системах.

В дальнейшем будет рассматриваться только частотная избирательность, которая применяется во всех типах приемников и для сокращения изложения называется просто избирательностью приемника.

В первом приближении (приемник — нелинейная система и для учета совместного действия сигнала и помехи к нему неприменим принцип суперпозиции *) избирательность приемника оценивается по кривой избирательности. Она представляет собой зависимость э. д. с. сигнала в антенне $E_А$, необходимой для создания на выходе приемника нормальной мощности, от расстройки Δf между несущей частотой сигнала $f_с$ и частотой настройки приемника f_0 ($\Delta f = f_с - f_0$).

Для обеспечения сравнительной оценки избирательности по оси абсцисс обычно откладывают отношение $E_А/E_{А0} = d$, называемое **ослаблением**. Эта величина показывает, во сколько раз ослабляется полезный сигнал (или помеха по отношению к полезному сигналу) при данной расстройке. Часто ослабление задается в логарифмических единицах — децибелах (дБ) $\left(d, \text{ дБ} = 20 \lg \frac{E_А}{E_{А0}}\right)$. Поскольку в данном случае избирательность оценивается лишь по одному сигналу, то ее принято называть односигнальной. Примерный вид кривой односигнальной избирательности изображен на рис. 1-2.

В различных радиотехнических системах минимальная разность несущих частот, т. е. расстройка по частоте возможных соседних каналов, заранее определяется. Так, в радиовещании и радиосвязи расстрой-

---

* Принцип суперпозиции описывает линейную систему, для которой характерно отсутствие влияния одного сигнала, проходящего через эту систему, на одновременное прохождение других сигналов. Благодаря этому выходной сигнал такой системы определяется суммой входных сигналов, каждый из которых умножается на коэффициент передачи системы при отдельном прохождении данного сигнала. Иначе говоря, одновременное прохождение нескольких сигналов через линейную систему взаимонезависимо. В нелинейной системе каждый из сигналов влияет на одновременное прохождение других сигналов, что обычно учитывают соответствующим изменением коэффициента передачи системы. При этом изменение параметров (например, амплитуды) одного сигнала приведет к новым значениям коэффициентов передачи системы для всех одновременно проходящих сигналов.

ку соседних каналов на километровых и гектометровых волнах берут равной 10 кГц, на декаметровых волнах — 25 кГц, на метровых волнах — 150 кГц. Поскольку кривая односигнальной избирательности определяет избирательность приемника по отношению к мешающим сигналам, несущие частоты которых достаточно близки к несущей частоте полезного сигнала, то принято говорить, что она в основном определяет избирательность по соседнему каналу (или нескольким соседним). Современные приемники способны обеспечить ослабление соседнего канала от 30—40 до 80—100 дБ.

Из сказанного следует, что сужение кривой избирательности означает повышение избирательности приемника по соседнему каналу. Однако чрезмерное сужение этой кривой может привести к тому, что высшие и низшие (по частоте) составляющие принимаемого сигнала будут сильно ослаблены. Это вызовет соответствующие частотные искажения принимаемого сигнала. Допускаемое ослабление по напряжению высших и низших частот принимаемого сигнала составляет 3 дБ (1,41 раза). Поэтому ширину кривой избирательности на уровне $d = 1{,}41$ (3 дБ) условились называеть полосой пропускания приемника (П).

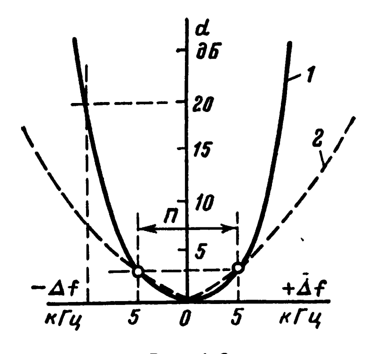


Рис. 1-2.

Чтобы искажения сигнала были незначительны, полоса пропускания приемника должна быть не уже спектра принимаемого сигнала.

Если приемники предназначаются для приема одинаковых по ширине спектра сигналов, то их полосы пропускания должны быть равными. В этом случае кривые избирательности приемников должны иметь как минимум три общие точки: при $d = 0$ и $d = 1{,}41$.

Сопоставление кривых избирательности приемников *1* и *2*, изображенных на рис. 1-2, свидетельствует о том, что, несмотря на одинаковые полосы пропуска, избирательность второго приемника хуже, так как его ослабление за пределами полосы пропускания меньше.

Из-за наличия нелинейных элементов, основным из которых является детектор, действие помехи зависит от уровня полезного сигнала. Для оценки избирательности приемника в реальных условиях вводится понятие двухсигнальной избирательности. Она учитывает одновременное действие полезного и мешающего сигналов, имеющих различные частоты. При сильном мешающем сигнале за счет нелинейности каскадов приемника его коэффициент передачи для полезного сигнала изменяется (обычно уменьшается). Количественной оценкой двухсигнальной избирательности служит отношение э. д. с. помехи $E_п$ к чувствительности приемника E_{A0} для заданной расстройки между частотами полезного и мешающего сигналов, при которой выходной полезный сигнал приемника изменяется на 3 дБ.

Иногда пользуются понятием трехсигнальной избирательности. В этом случае задаются расстройки между частотами полезного и двух мешающих сигналов, а также амплитуда одного мешающего сигнала $E_{п1}$. В процессе измерения находится амплитуда второй помехи $E_{п2}$, при которой выходной полезный сигнал изменяется на 3 дБ.

3. Помехоустойчивостью приемника называют его способность обеспечивать достоверный прием полезной информации при действии помех. Различные виды помех действуют не одинаково, поэтому конструкторы радиотехнических систем и радиоприемников стремятся к тому, чтобы обеспечить необходимую помехоустойчивость по отношению ко многим возможным типам помех. Когда спектральная структура помехи (например, сигнал мешающего передатчика) достаточно близка к структуре полезного сигнала, а несущие частоты помехи и полезного сигнала существенно отличаются, помехоустойчивость приемника может быть обеспечена его высокой избирательностью.

Одним из возможных вариантов количественной оценки помехоустойчивости приемника может служить вероятность правильного приема полезного сигнала при заданном отношении мощностей помехи и сигнала на входе приемника применительно к каждому типу помехи.

4. Диапазоном рабочих частот приемника называют интервалы частот, в пределах которых он должен обеспечивать нормальный прием сигналов. В зависимости от назначения приемники имеют широкие диапазоны рабочих частот с переменной настройкой (радиовещание, радиосвязь, радионавигация) и относительно узкие (менее 0,01 от средней рабочей частоты) с фиксированной настройкой (телевидение, радиолокация, радиотелеметрия, радионавигация, радиотелемеханика). Общий диапазон рабочих частот современных радиоприемников простирается от мириаметрового до оптического диапазона волн. Перекрытие требуемого диапазона частот считается выполненным, если приемник может быть настроен на любую частоту рабочего диапазона и его основные характеристики при этом будут не хуже заданных.

5. Качество воспроизведения определяется степенью искажений принимаемого сигнала, вносимых приемником. В каждом приемнике могут иметь место нелинейные, амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения. В зависимости от типа принимаемого сигнала допустимый уровень каждого вида искажений может быть различным. В радиовещании и радиосвязи нелинейные и амплитудно-частотные искажения ухудшают разборчивость речи, однако фазо-частотные искажения практически не влияют на качество воспроизведения. В телевидении же на качество приема существенно влияют все три вида искажений. В системах радиотелемеханики искажения снижают точность работы.

Нелинейные искажения возникают из-за нелинейности амплитудных характеристик каскадов приемника и особенностей режима их работы. Их характеризует появление на выходе приемника высших гармонических составляющих модулирующей частоты сигнала при гармоническом законе модуляции. Количественно нелинейные искажения оценивают коэффициентом гармоник

$$k_{г} = \frac{\sqrt{U_{2\Omega m}^2 + U_{3\Omega m}^2 + U_{4\Omega m}^2 + \ldots}}{U_{\Omega m}}, \qquad (1\text{-}1)$$

где $U_{\Omega m}$, $U_{2\Omega m}$, $U_{3\Omega m}$, $U_{4\Omega m}$ — амплитуды основной составляющей и гармоник модулирующего напряжения в выходном сигнале приемника.

Для высококачественного радиовещания коэффициент гармоник должен быть менее 0,05, а для радиолюбительских (одноканальных) систем связи он может достигать 0,1.

Амплитудно-частотные искажения являются следствием неодинаковости коэффициента усиления приемника при различных модулирующих частотах сигнала. Это вызывает отличие реаль-

ной амплитудно-частотной характеристики от идеальной, которая представляется прямой линией, параллельной оси частот в интервале от нижней $F_н$ до верхней $F_в$ модулирующих частот. Степень амплитудно-частотных искажений определяется коэффициентами

$$M_н = K_{макс}/K_{F_н} \text{ и } M_в = K_{макс}/K_{F_в}, \quad (1\text{-}2)$$

где $K_{макс}$ — наибольший коэффициент усиления приемника, а $K_{F_н}$ и $K_{F_в}$ — коэффициенты усиления при нижней и верхней модулирующих частотах.

Для высококачественного радиовещания диапазон модулирующих частот простирается от 30 Гц до 15 кГц при $M_н$ и $M_в$ не более 2 дБ. В одноканальных и радиолюбительских системах радиосвязи граничные частоты модуляции 300—3400 Гц, а значения коэффициентов амплитудно-частотных искажений допускаются до 6 дБ.

Фазо-частотные искажения являются следствием нелинейности фазовой характеристики приемника, которая определяет зависимость фазового сдвига выходного напряжения приемника по отношению к огибающей входного сигнала от модулирующей частоты при гармоническом законе модуляции. Фазо-частотные искажения особенно опасны при приеме радиофототелеграфных, телевизионных и радиолокационных сигналов. Они практически не влияют на качество приема радиотелефонных сигналов, так как ухо человека не реагирует на изменение фазы воспринимаемых им колебаний.

Следует отметить, что уровни амплитудно-частотных и фазо-частотных искажений приемника взаимосвязаны и зависят от типа резонансных систем, применяемых в приемнике.

6. Динамическим диапазоном приемника называют отношение максимального уровня входного сигнала E_{Am} (P_{Am}), прием которого происходит при допустимом уровне искажений, к чувствительности приемника. Обычно он выражается в децибелах:

$$Д, \text{ дБ} = 20 \lg E_{A\,макс}/E_{A0} = 10 \lg P_{A\,макс}/P_{A0}. \quad (1\text{-}3)$$

Чаще всего динамический диапазон ограничивается нелинейными искажениями, возникающими за счет перегрузки в последних каскадах приемника. Расширения динамического диапазона достигают за счет улучшения чувствительности, применения систем автоматического регулирования усиления и выбора усилительных приборов с большим линейным участком амплитудной характеристики. Современные приемники обладают динамическим диапазоном в 30—60 дБ. Но этого не всегда бывает достаточно, так как изменение амплитуды входных сигналов может достигать 80 дБ и более.

7. Выходная мощность и характер выходного сигнала зависят от назначения приемника и типа оконечного прибора. В радиовещательных и связных приемниках (оконечный прибор — громкоговоритель или наушники) выходная мощность колеблется от 0,025 до 10 Вт.

8. Уровень излучения колебаний гетеродина в супергетеродинном приемнике определяется максимально допустимой напряженностью поля на заданном расстоянии от приемной антенны. Чрезмерно большой уровень этого излучения может создавать помехи другим, близко расположенным радиоприемным устройствам.

9. Мощность и напряжение источников питания определяются схемой приемника и типом применяемых в нем электронных приборов. Особенно важна эта характеристика для пере-

носных и портативных приемников, питающихся от химических источников электрического тока с ограниченной мощностью.

Конструктивно-эксплуатационные показатели, как правило, определяются необходимой конструкцией и условиями эксплуатации приемника. Они в большой степени влияют на выбор типов электронных приборов и элементов конструкции (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности). Ниже приводятся основные конструктивно-эксплуатационные характеристики приемников.

1. Устойчивость и надежность работы характеризуется допустимыми изменениями основных электрических параметров и числом отказов в работе приемника в течение гарантийного срока его эксплуатации.

2. Удобство управления оценивается по числу органов управления приемника и сложности манипуляции ими в процессе эксплуатации.

3. Запас прочности, габариты, масса, стоимость приемника в пояснении не нуждаются.

Необходимо отметить, что большинство рассмотренных характеристик взаимосвязаны, часто находятся в противоречии и не могут задаваться произвольно. Так, повышение избирательности требует сужения кривой избирательности, а это может вызвать увеличение амплитудно-частотных искажений. Улучшение чувствительности и избирательности, как правило, повышает стоимость, массу и размеры приемника. Характеристики радиовещательных приемников определяются ГОСТ 5651-64 и описаны в литературе [1, 19].

По назначению радиоприемники принято разделять на две группы: радиовещательные и профессиональные. Первые служат для приема широковещательных радио- и телевизионных программ, а вторые — для решения специальных технических задач (радиосвязь, радиолокация, радионавигация, радиотелеметрия, радиоастрономия, радиотелемеханика и т. д.).

В соответствии со структурной схемой приемники классифицируются на приемники прямого усиления и супергетеродинные.

В зависимости от типа принимаемых сигналов приемники делятся на следующие группы: для приема амплитудно-модулированных, частотно-модулированных, фазово-модулированных и импульсных сигналов.

По условиям эксплуатации и конструктивному выполнению приемники подразделяются на стационарные, переносные, корабельные, самолетные, автомобильные, космические и т. п.

Приемники классифицируют также по диапазону рабочих волн (мириаметровые, километровые, гектометровые и т. д.). Радиовещательные, связные и навигационные приемники обычно предназначаются для работы в нескольких диапазонах.

В зависимости от типа применяемых электронных приборов приемники бывают транзисторными, ламповыми и комбинированными. Большинство разрабатываемых приемников являются транзисторными.

1-3. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРИЕМНИКОВ

На рис. 1-3 показана структурная схема приемника, предназначенного для приема амплитудно-модулированных сигналов. Детекторы амплитудно-модулированных сигналов обеспечивают малый уровень

искажений при подведении к ним радиосигнала амплитудой не менее 0,3—1 В. Поэтому, как правило, до детектора сигнал усиливается усилителем радиосигнала (УРС) *. Для лучшего согласования входа этого усилителя с выходом приемной антенны применяется так называемая входная цепь (ВЦ). Входная цепь и усилитель радиосигнала имеют избирательные системы (одиночные или связанные колебательные контуры), которые обеспечивают необходимую частотную избирательность приемника. Уровень выходного напряжения (мощности) детектора не всегда бывает достаточным для обеспечения нормальной работы оконечного прибора. Поэтому после детектора ставится усилитель напряжения модулирующей частоты (УНМЧ) **.

Поскольку в приемнике, построенном по описанной выше структурной схеме, до детектора происходит только усиление принимаемого сигнала без изменения его несущей частоты и спектра (прямое усиление), такие приемники принято называть приемниками прямого усиления. Грозоотметчик А. С. Попова был приемником прямого усиления.

Прием сильных сигналов можно обеспечить без УРС и УНМЧ. В этом случае приемник должен иметь только входную цепь и детектор.

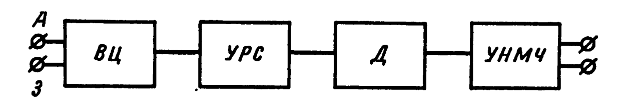


Рис. 1-3.

Такой приемник называют детекторным. В нем ВЦ должна, естественно, обеспечивать необходимую частотную избирательность.

Из теории радиотехнических цепей известно, что полоса пропускания системы связанных колебательных контуров зависит от ее средней частоты и определяется уравнением [3, 15]

$$П = \delta_э f_0/\Psi(n) = П_к/\Psi(n), \qquad (1\text{-}4)$$

где $\delta_э$ — эквивалентное затухание контуров, образующих систему; $П_к = \delta_э f_0$ — полоса пропускания каждого контура [15]; $\Psi(n)$ — функция, зависящая от числа контуров и характера связи между ними. Для избирательной системы, состоящей из одиночного колебательного контура, $\Psi(1) = 1$; для более сложных систем эта функция больше единицы, но не превышает 3 — 5. Эквивалентное затухание колебательных контуров редко удается сделать менее 0,001—0,01. Поэтому с ростом несущей частоты принимаемого сигнала полоса пропускания, а следовательно, и ширина кривой избирательности радиочастотного тракта приемника увеличиваются, а избирательность приемника ухудшается. В диапазонах декаметровых и более коротких волн для некоторых видов сигналов (радиотелеграфных, радиотелефонных, радионавигационных)

* В ряде пособий усилитель радиосигнала называют усилителем высокой частоты. Но поскольку в современных приемниках промежуточная частота и частота модуляции сигналов иногда относятся к высоким частотам, целесообразнее использовать указанный выше термин.

** В ряде пособий УНМЧ называют усилителями низкой частоты. Но для некоторых сигналов частоты модуляции достигают единиц мегагерц и не являются низкими частотами.

полоса пропускания радиочастотного тракта получается много шире частотного спектра принимаемых сигналов. А в диапазонах дециметровых и более коротких волн сказанное имеет место и для многих других видов сигналов.

По мере роста несущей частоты устойчивое (без самовозбуждения) усиление транзисторных и ламповых каскадов УРС уменьшается (см. § 6-5). Это затрудняет получение большого коэффициента усиления, так как с увеличением числа каскадов труднее обеспечивать их устойчивую работу. Поэтому уже в диапазоне декаметровых и более коротких волн транзисторные и ламповые приемники прямого усиления не могут обеспечить высокую чувствительность и, самое главное, хорошую избирательность.

Отмеченные недостатки могут быть практически устранены в супергетеродинном приемнике, структурная схема которого показана на

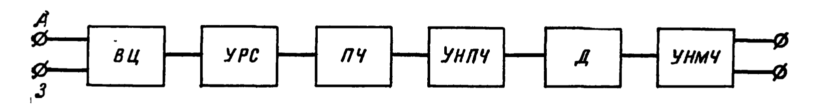


Рис. 1-4.

рис. 1-4. Впервые такой приемник был предложен в 1919 г. американским ученым Армстронгом.

В супергетеродинном приемнике несущая частота принимаемого сигнала с помощью преобразователя частоты (ПЧ) преобразуется (обычно понижается) без изменения закона модуляции. Полученный таким образом сигнал усиливается усилителем напряжения промежуточной частоты (УНПЧ) и подводится к детектору (Д). Сравнительно простыми техническими средствами промежуточную частоту супергетеродинного приемника можно сделать одинаковой (постоянной) для принимаемых сигналов в достаточно широком диапазоне рабочих частот. Благодаря этому в каскадах УНПЧ оказывается возможным применять сложные избирательные системы, обеспечивающие гораздо лучшую избирательность, чем одиночные контуры. Кроме того, подбирая (снижая) промежуточную частоту, можно достаточно хорошо согласовать полосу пропускания тракта УНПЧ с шириной спектра принимаемого сигнала.

Но супергетеродинный приемник имеет свои недостатки по сравнению с приемником прямого усиления. При фиксированной настройке он способен принимать не только полезный сигнал, на который он настроен, но и сигналы, имеющие другие частоты. Чтобы пояснить сказанное, рассмотрим в общих чертах работу ПЧ. Характерными особенностями ПЧ являются: выбор исходной рабочей точки его электронного прибора в сугубо нелинейном участке вольт-амперной характеристики и подведение к нему переменного напряжения с достаточно большой амплитудой (десятые доли вольта) и частотой $f_г$ от гетеродина, т. е. генератора гармонического напряжения.

На рис. 1-5 сплошной линией показана типовая зависимость коллекторного тока транзисторов $I_к$ от напряжения между базой и эмиттером $U_{бэ}$. Проводимость прямой передачи транзистора для каждого участка этой характеристики может быть определена графически [13] как отношение $Y_{21} = \Delta I_к / \Delta U_{бэ}$. Чем меньшие приращения берутся для $U_{бэ}$, тем точнее определяется проводимость прямой передачи транзистора. Штриховая линия на рис. 1-5 соответствует типовой зави-

симости этой проводимости от входного напряжения транзистора $U_{бэ}$. Средняя часть этой характеристики (участок между точками A и $Б$) обычно бывает достаточно близкой к прямолинейной. Исходную рабочую точку $П$ транзистора ПЧ определяют подбором начального постоянного напряжения $U_{бэ0}$ так, чтобы ей соответствовала точка $П'$, находящаяся в середине участка $AБ$. Коллекторный ток транзистора определяется уравнением [13]

$$I_к = Y_{21} U_{бэ}. \qquad (1\text{-}5)$$

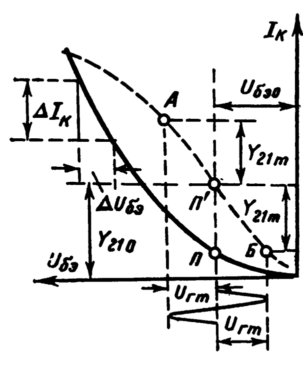


Рис. 1-5.

При указанном выборе рабочей точки под воздействием напряжения гетеродина проводимость прямой передачи транзистора практически будет изменяться с частотой гетеродина, колеблясь вокруг исходного значения $Y_{21\,0}$. Этому изменению соответствует гармонический закон $Y_{21} = Y_{210} + Y_{21m} \sin \omega_г t$, где Y_{21m} — наибольшее отклонение Y_{21} при воздействии напряжения гетеродина.

При гармоническом сигнале $U_с = U_{mс} \sin \omega_с t$ с малой амплитудой ($U_{mс} \ll U_{mг}$) выражение (1-5) можно переписать так:

$$I_к = (Y_{21;\,0} + Y_{21m} \sin \omega_г t)\, U_{mс} \sin \omega_с t = Y_{21;\,0} U_{mс} \sin \omega_с t + Y_{21m} U_{mс} \sin \omega_г t \sin \omega_с t.$$

Воспользовавшись известным тригонометрическим преобразованием, получим:

$$I_к = Y_{21;\,0} U_{mс} \sin \omega_с t + 0{,}5 Y_{21m} U_{mс} \cos(\omega_г + \omega_с)\, t - 0{,}5 Y_{21m} \cos(\omega_г - \omega_с)\, t. \qquad (1\text{-}6)$$

Таким образом, коллекторный ток ПЧ имеет составляющие с разностной $\omega_г - \omega_с$ и суммарной $\omega_г + \omega_с$ частотами, называемыми в радиотехнике комбинационными. Одна из этих частот (чаще разностная) называется полезной и служит промежуточной частотой $f_{пр}$ супергетеродинного приемника. Нагрузочную избирательную систему ПЧ настраивают на полезную комбинационную частоту, например $f_г - f_с = f_{пр}$.

Если принимаемый сигнал имеет амплитудную модуляцию, то согласно (1-6) такой же закон модуляции будут иметь комбинационные составляющие, а значит и выходное напряжение ПЧ. Это определяется линейной зависимостью амплитуды комбинационных составляющих от амплитуды сигнала. При частотной модуляции полезного сигнала и постоянной частоте гетеродина частота комбинационных составляющих станет изменяться в соответствии с колебаниями частоты сигнала. Следовательно, выходной сигнал ПЧ сохранит закон частотной модуляции полезного сигнала. Таким образом, ПЧ изменяет лишь несущую частоту полезного сигнала при любом законе модуляции.

Если частота гетеродина изменяется по закону $f_г = f_с + f_{пр}$, то для сигналов с различными несущими частотами разностная комбинационная частота будет одинакова и равна промежуточной частоте приемника. Это и позволяет иметь фиксированную настройку избирательных систем в тракте промежуточной частоты супергетеродинного приемника.

На рис. 1-6 изображена шкала частот с нанесенными на нее значениями частот принимаемого сигнала $f_с$ и гетеродина $f_г$. Интервал между ними по шкале частот должен быть равен $f_{пр}$. Если кроме полезного сигнала на вход ПЧ поступит второй сигнал с частотой

$$f_з = f_г + f_{пр}, \tag{1-7}$$

то он при действии на ПЧ напряжения гетеродина согласно (1-6) образует составляющие коллекторного тока с разностной $f_з - f_г$ и суммарной $f_з + f_г$ частотами. На основании (1-7) частота разностной составляющей $f_з - f_г = f_г + f_{пр} - f_г = f_{пр}$, т. е. она равна промежуточной частоте приемника, на которую настроена избирательная система ПЧ. Следовательно, при фиксированной частоте гетеродина на выход ПЧ одинаково могут проходить два сигнала, частоты которых симметрично (зеркально) отстоят от частоты гетеродина на промежуточную частоту. Сигнал с частотой $f_с$ принято называть полезным (принимаемым), а сигнал с частотой $f_з$ — зеркальным.

Зависимость Y_{21} ($U_{бэ}$) обычно криволинейна, что создает условия для прохождения через ПЧ сигналов с частотами, отличными от $f_с$ и $f_з$ (см. § 9-5). Каналы приема с этими частотами наряду с каналом на частоте $f_з$ принято называть **побочными** или **вредными** каналами в супергетеродинном приемнике. Подавление этих каналов достигается за счет частотной избирательности радиочастотного тракта супергетеродинного приемника, образуемого ВЦ и УРС (кривая *1*). Из рисунка следует, что чем уже эта кривая, тем сильнее ослабляется прием по зеркальному каналу, являющемуся главным и наиболее сильным из всех вредных каналов приема. Кроме того, ослаблению приема по зеркальному каналу способствует увеличение промежуточной частоты приемника. Используя обе указанные зависимости, достигают необходимого подавления приема по зеркальному и другим вредным каналам.

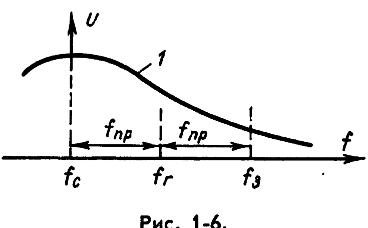


Рис. 1-6.

Каскады супергетеродинного приемника, настроенные на промежуточную частоту, называют **трактом промежуточной частоты**. В супергетеродинном приемнике ВЦ и УРС должны обеспечивать меньшие усиление и избирательность, чем в приемнике прямого усиления, что значительно упрощает их конструкцию. Уже в диапазонах гектометровых и более коротких волн транзисторные и ламповые супергетеродинные приемники требуют меньше электронных приборов, чем приемники прямого усиления. Поэтому более 90—95% современных транзисторных и ламповых приемников строятся по супергетеродинной схеме.

Как в приемнике прямого усиления, так и в супергетеродинном приемнике каскады, стоящие до детектора, принято называть **высокочастотным трактом**, а каскады, стоящие после детектора,— **низкочастотным трактом** приемника.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каковы основные функции радиоприемного устройства?
2. Из каких основных элементов состоит радиоприемное устройство? Нарисуйте его структурную схему.

3. Каковы основные функции радиоприемника? С помощью каких элементов структурной схемы они выполняются?

4. Назовите и дайте определение основных электрических и эксплуатационных характеристик приемиика?

5. Какие характеристики радиоприемника находятся в противоречивой взаимосвязи и почему?

6. Как связано построение структурной схемы приемника прямого усиления с его основными функциями? Какие элементы схемы обязательны, а какие могут отсутствовать?

7. Каковы основные недостатки приемников прямого усиления? Каковы их причины? Возможно ли их устранение?

8. Каковы особенности структурной схемы супергетеродинного приемника? Назовите его недостатки и достоинства.

9. Одинаковы ли задачи одноименных элементов структурных схем приемников прямого усиления и супергетеродинного?

10. Каков принцип работы преобразователя частоты? Как следует выбирать рабочую точку транзистора преобразователя частоты?

11. Какие каналы приема в супергетеродинном приемнике называют полезными и вредными (побочными)?

12. Как можно повысить подавление по зеркальному каналу в супергетеродинном приемнике?

ГЛАВА 2

НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ О ПРИЕМНЫХ АНТЕННАХ

2-1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ

В данной главе приводятся лишь те сведения о приемных антеннах, которые необходимы для оценки основных характеристик радиовещательного или радиолюбительского приемного устройства или приемника.

При исследовании взаимодействия приемной антенны со входом приемника используют эквивалентную схему антенны (рис. 2-1)

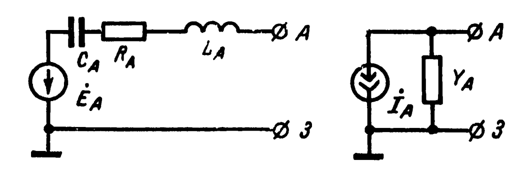


Рис. 2-1.

[3, 10, 26, 35]. Электродвижущая сила генератора $\dot{E}_А$ характеризует электрический сигнал, создающийся в антенне за счет энергии электромагнитного поля полезного сигнала, имеющего в точке расположения антенны напряженность E.

Если обозначить через $h_д$ действующую высоту антенны, то

$$\dot{E}_А = h_д E. \qquad (2\text{-}1)$$

Индуктивность $L_А$, емкость $C_А$ и активное сопротивление потерь $R_А$ характеризуют электрические параметры приемной антенны. Они, равно как и действующая высота, зависят от конструкции антенны. Применительно к радиовещательным приемникам километровых и гектометровых волн согласно ГОСТ 5651-64 за стандартные параметры эквивалента внешней проволочной антенны приняты значения:

$$L_А = 20 \text{ мкГ}, \; C_А = 200 \text{ пФ и } R_А = 25 \text{ Ом}. \qquad (2\text{-}2)$$

Пространственная избирательность антенны определяется по ее характеристике направленности. На рис. 2-2 приведены характеристики направленности в горизонтальной плоскости для наиболее распространенных типов приемных антенн: *а* — вертикальной, *б* — Г-образной, *в* — горизонтального полуволнового диполя, *г* — рамочной, *д* — магнитной. Радиус-вектор $\vec{E}_А$ характеризует э. д. с., наведенную в приемной антенне полем, созданным передающей антенной, расположенной на продолжении этого радиуса вектора. Следовательно, для получения наибольшей э. д. с. полезного сигнала в приемной антенне необходимо ее ориентировать в пространстве так, чтобы

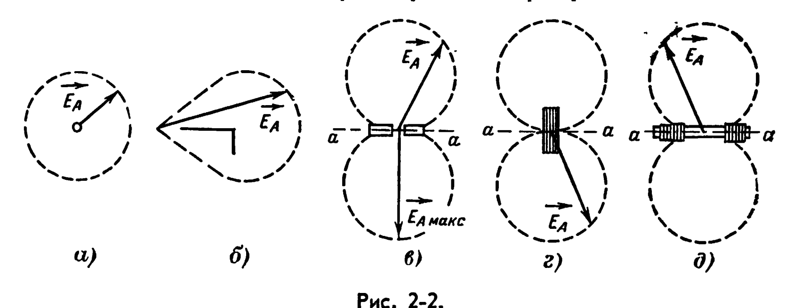


Рис. 2-2.

максимальный вектор $\vec{E}_{Амакс}$ был направлен на передающую антенну. Чем более вытянута диаграмма направленности (чем она уже), тем лучше направленные свойства антенны. Однако для обеспечения приема со всех направлений при неподвижной антенне следует применять ненаправленные антенны, например вертикальную.

2-2. ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ ОТ ЕЕ КОНСТРУКЦИИ

Действующую высоту приемных антенн различной конструкции можно в первом приближении вычислять по формулам, приведенным в табл. 2-1 [10, 30, 31]. Здесь h — разница уровней подвеса в метрах между наивысшей точкой конструкции проволочной антенны и концом провода антенны, подключающимся к приемнику *; w — число витков рамки или катушки магнитной антенны; S — площадь рамки в квадратных метрах; f — частота принимаемого сигнала в мегагерцах; $d_с$ —

* Провод, идущий от горизонтальной части антенны ко входу приемника, принято называть снижением.

Таблица 2-1

Тип антенны	$h_д$, м	Номер формулы
Вертикальная	$(0{,}5 - 0{,}6)\,h$	(2-3)
«Метелочная»	$(0{,}6 - 0{,}7)\,h$	(2-4)
Г- и Т-образная	h	(2-5)
Наклонная	h	(2-6)
Рамочная	$0{,}021 Swf$	(2-7)
Магнитная	$0{,}0164 d_c^2 \mu_э wf$	(2-8)
Дипольная	λ/π	(2-9)

диаметр сердечника в метрах; $\mu_э$ — эффективная магнитная проницаемость сердечника (определяется по графикам рис. 2-3, на котором l_c — длина сердечника); λ — длина волны в метрах.

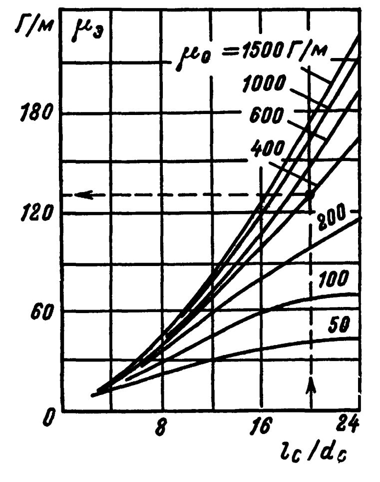


Рис. 2-3.

Индуктивность и емкость антенны весьма существенно зависят от диаметра проводов и их размещения относительно земли и близко расположенных предметов (крыша, стена дома и т. п.).

Для расчета параметров проволочных антенн можно пользоваться приближенными формулами

$$\sqrt{C_А} \approx (4 \div 8)\, l \qquad (2\text{-}10)$$

и

$$\sqrt{L_А} \approx (0{,}5 \div 1{,}0)\, l, \qquad (2\text{-}11)$$

где l — длина провода антенны в метрах.

При данных численных коэффициентах емкость вычисляется в пикофарадах, а индуктивность — в микрогенри. Если провода антенны находятся от местных предметов на расстоянии меньше 0,5—1 м, то для определения емкости антенны надо брать большее по формуле (2-10) значение численного коэффициента, а если это расстояние более 2—3 м, то меньшее.

Когда диаметр провода больше 2—3 мм, то для расчета индуктивности антенны по формуле (2-11) необходимо брать меньшее значение численного коэффициента, а когда диаметр провода меньше 1 мм, то большее значение.

Формулы (2-3) — (2-11) обеспечивают допустимую для ориентировочных расчетов погрешность, если максимальный линейный размер антенны (длина горизонтального или вертикального провода, стороны рамки, сердечника магнитной антенны) составляет менее 20% длины волны принимаемого сигнала.

Телевизионные приемные антенны индивидуального пользования должны работать в сравнительно широком диапазоне частот при возможно лучших направленных свойствах. В ряде крупных городов одновременно передаются телепрограммы по трем-четырем каналам. Поэтому в последнее время наибольшее распространение получили два типа антенн: зигзагообразная и четырехвибраторная универсальная. Они принимают сигналы по любому из основных 12 каналов, в то время как простые дипольные антенны принимают не более четырех-пяти соседних каналов. Все указанные антенны при правильной ориентации обеспечивают усиление мощности принимаемого сигнала в 5—8 раз по сравнению с ненаправленной антенной.

Пример 2-1. Антенна выполнена из провода длиною 15 м и диаметром 2 мм, подвешенного наклонно на расстоянии более 3 м от стены. Концы провода находятся на высоте 10 и 5 м от земли. Каковы основные параметры антенны в диапазоне 200—2000 м?

Максимальный размер антенны (длина провода) — менее 20% минимальной длины волны, что позволяет применять приведенные ранее формулы.

Согласно формуле (2-6) $h_д = 10 - 5 = 5$ м. Полагая численный коэффициент равным 4, из формулы (2-10) получаем $C_А = 4 \cdot 15 = 60$ пФ. Принимая численный коэффициент равным 0,6, по формуле (2-11) находим $L_А = 0{,}6 \cdot 15 = 9$ мкГ.

Пример 2-2. Комнатная Г-образная антенна выполнена из провода диаметром 1 мм, подвешенного на расстоянии 0,5 м от стены и потолка. Длина вертикального провода 1,5 м, горизонтального — 2 м. Определить параметры антенны в диапазоне волн 25—2000 м.

Поскольку $l < 0{,}2\lambda_{мин}$, расчет параметров антенны ведем по приближенным формулам (2-3)—(2-11).

Согласно условию задачи $h = 1{,}5$ м и $l = 1{,}5 + 2 = 3{,}5$ м. Из формулы (2-5) $h_д = 1{,}5$ м. Полагаем численный коэффициент в формуле (2-10) равным 8. Тогда $C_А = 8 \cdot 3{,}5 = 28$ пФ. Примем численный коэффициент в формуле (2-11) равным 1. В этом случае $L_А = 1 \cdot 3{,}5 = 3{,}5$ мкГ.

Пример 2-3. Магнитная антенна имеет ферритовый сердечник длиной $l_с = 160$ мм и диаметром $d_с = 8$ мм при магнитной постоянной $\mu_0 = 400$. Катушка антенны содержит 120 витков. Какова действующая высота антенны при частоте сигнала 0,515 МГц?

По графикам рис. 2-3 для исходных данных находим $\mu_э = 130$. Используя формулу (2-8), получаем $h_д = 0{,}0164\,(8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 130 \cdot 120 \times \times 0{,}515 = 8{,}4 \cdot 10^{-3}$ м.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Дайте определения действующей высоты, емкости и индуктивности приемной антенны.
2. От каких параметров и каким образом зависит действующая высота приемных антенн различных конструкций?
3. Как зависит емкость проволочной антенны от ее конструкции?
4. Как зависит индуктивность проволочной антенны от ее конструкции?
5. Какова связь между э. д. с. сигнала, создающегося в приемной антенне, и напряженностью поля принимаемого сигнала?

6. Какова эквивалентная схема приемной антенны?

7. По какой характеристике и каким образом оцениваются направленные свойства антенны?

ЗАДАЧИ

2-1. Вычислить э. д. с. сигнала в антеннах, параметры которых соответствуют примерам 2-1, 2-2 и 2-3, если напряженность поля принимаемого сигнала равна 500 мкВ/м.

Ответ: 2,5 мВ; 0,75 мВ; 3,46 мкВ.

2-2. Во сколько раз усиление высокочастотного тракта приемника должно быть больше в случае применения антенн, параметры которых приведены в примерах 2-2 и 2-3, по сравнению с параметрами по примеру 2-1, если к детектору необходимо подводить сигнал одинаковой амплитуды?

Ответ: в 3,3 и в 750 раз.

ГЛАВА 3

НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОКОНЕЧНЫХ ПРИБОРАХ

3-1. ПАРАМЕТРЫ ОКОНЕЧНОГО ПРИБОРА, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНИКА

Оконечный прибор любого радиоприемного устройства служит для превращения энергии выходного электрического сигнала приемника в вид, обеспечивающий полезное (целевое) использование принятого сигнала в соответствии с назначением радиолинии, т. е. для воспроизведения передаваемого по радиолинии сообщения. Так, на выходе радиолинии телефонной связи или радиовещания должен быть получен звуковой сигнал, соответствующий передаваемому сообщению (речь, музыка). Преобразователем электрического сигнала в звуковой могут служить наушники или громкоговоритель. Они и являются оконечными приборами в радиоприемных устройствах систем радиовещания и связи.

В радиотелеграфной линии связи оконечным прибором должен быть приемный телеграфный аппарат, использующийся в проволочных линиях телеграфной связи (при звуковом приеме — наушники или громкоговоритель).

В телевидении и радиолокации оконечный прибор должен воспроизводить передаваемое изображение. Таким устройством является электронно-лучевая трубка.

В некоторых случаях принимаемый сигнал используется через определенное время после приема, поэтому оконечный прибор должен обеспечить его запись и хранение. Для этого могут применяться различного вида магнитофоны (звуковые или видео).

В радиоуправлении оконечным прибором являются различного типа «рулевые» машины, позволяющие нужным образом изменять движение управляемого объекта (например, самолета).

Обобщая, можно сказать, что оконечный прибор служит для преобразования энергии электрического выходного сигнала приемника

в другой вид энергии, определяющийся назначением радиолинии. Поэтому для радиоприемника вход оконечного прибора служит нагрузкой. Следовательно, параметрами оконечного прибора, определяющими выходные характеристики приемника, являются: форма электрического сигнала; непрерывное (гармоническое или более сложное) или импульсное напряжение; входная мощность $P_{вх}$ или напряжение $U_{вх}$ (ток $I_{вх}$); диапазон возможных частот ($F_{мин}$ — — $F_{макс}$) сигнала; входное сопротивление $Z_{вх}$ и его зависимость в заданном диапазоне частот. Кроме того, каждый оконечный прибор способен обеспечивать нормальную работу, если на его входе отношение сигнала к помехе

$$\gamma_U = U_c/U_п \quad (3\text{-}1)$$

превышает определенное значение.

Для высококачественного радиовещания это отношение должно быть больше 10—50, для систем связи — 3—10, для телевидения — 30—100, для радиолокации — 2—5, для слуховой радиотелеграфии — 0,7—2, для радиотелеграфии с буквопечатанием — 3—10.

3-2. ОКОНЕЧНЫЕ ПРИБОРЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ И РАДИОТЕЛЕФОННЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Амплитудно-частотные характеристики наушников и громкоговорителей обычно имеют существенные отклонения от идеальной формы. На частоте механического резонанса подвижной системы звуковоспроизводящего устройства возникает резкое увеличение амплитуды колебаний. Вследствие этого модулирующие сигналы, частоты которых близки к собственной резонансной частоте громкоговорителя, будут воспроизводиться лучше, чем другие. С целью обеспечения более равномерного воспроизведения во всем заданном диапазоне частот соответствующим образом формируют амплитудно-частотную характеристику приемника. Так, действие резонансных свойств подвижной системы можно, в известной степени, скомпенсировать завалом амплитудно-частотной характеристики приемника в области нижних частот. Следует отметить, что с уменьшением размеров громкоговорителя и корпуса приемника ухудшается воспроизведение низких частот. Поэтому в портативных приемниках может оказаться целесообразным подъем низкочастотной области амплитудно-частотной характеристики. Таким образом, требования к амплитудно-частотной характеристике приемника определяются с учетом свойств выбранного типа громкоговорителя.

Современные динамические громкоговорители с постоянным магнитом маркируются буквами ГД. Перед ними ставится цифра, соответствующая номинальной мощности в вольт-амперах, а после цифра, указывающая номер разработки данной модификации. Так, марка 0,5ГД-10 относится к 10-й разработке громкоговорителя мощностью 0,5 В·А.

Сопротивление звуковых катушек современных громкоговорителей 4—60 Ом, а потребляемая мощность 0,025—10 В·А. Остальные данные громкоговорителей подробно приводятся в литературе [9]. Сопротивление звуковой катушки громкоговорителя является нагрузочным сопротивлением приемника.

Наушники обычно имеют активное входное сопротивление 600 Ом и требуют для нормальной работы мощность сигнала 0,05—0,1 мВт,

Для обеспечения высококачественного приема музыкальных передач часто применяют несколько разнотипных громкоговорителей, определенным образом размещенных в достаточно большом корпусе приемника. Это позволяет обеспечить равномерное воспроизведение в нужном диапазоне частот от 30 Гц до 15 кГц.

3-3. ОКОНЕЧНЫЕ ПРИБОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Электронно-лучевые трубки современных телевизоров имеют магнитные системы управления. Они выполняются в виде двух пар отклоняющих катушек: одна — для отклонения электронного луча по горизонтали, другая — для отклонения по вертикали. От системы развертки к ним подводятся *первые два выхода телевизионного приемника* — токи пилообразной формы. Период горизонтальной развертки определяется временем движения луча по строке, а период вертикальной развертки — временем движения луча по всему кадру. Выходным каскадом для выработки пилообразного напряжения строчной развертки (по горизонтали) обычно служит блокинг-генератор, а для выработки пилообразного напряжения кадровой развертки — мультивибратор.

Яркость свечения экрана определяется интенсивностью выходного сигнала канала изображения, поступающего на *третий выход телевизионного приемника*. Напряжение с этого выхода подводится к управляющему электроду трубки. Для управления яркостью луча на управляющий электрод требуется напряжение до 50—120 В. Поэтому нагрузкой для сигнального выхода телевизионного приемника обычно служат резисторы сопротивлением в несколько десятков килоом, включаемые на выходе последнего каскада канала изображения. Таким каскадом служит видеоусилитель с общим катодом (эмиттером).

Для канала звукового сопровождения — *четвертого выхода телевизионного приемника* — нагрузкой служит громкоговоритель (один или несколько). Поэтому данный выход согласуется со своей нагрузкой в соответствии с особенностями, описанными в § 3-2, а выходным каскадом служит соответствующий усилитель мощности звуковых сигналов.

Параметры приемных электронно-лучевых трубок приводятся в справочниках [21].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какую основную функцию выполняют оконечные приборы в радиоприемных устройствах различного назначения?
2. Какие типы оконечных приборов используются в радиоприемных устройствах различного типа?
3. Какие характеристики оконечных приборов определяют параметры радиоприемников?
4. Каковы пути компенсации нелинейности амплитудно-частотных характеристик громкоговорителей в радиовещательном приемном устройстве?
5. Сколько и каких выходов имеют радиовещательный и телевизионный приемники?

ГЛАВА 4

НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ УСИЛЕНИЯ СИГНАЛОВ

4-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАБОТЕ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Каждый усилительный каскад состоит из трех основных элементов: усилительного электронного прибора (транзистор, лампа), нагрузки (резистор, колебательный контур, система связанных контуров) и источника постоянного тока [3, 13, 15]. Сказанное можно проиллюстрировать на примере транзисторного резонансного усилителя (рис. 4-1). Здесь

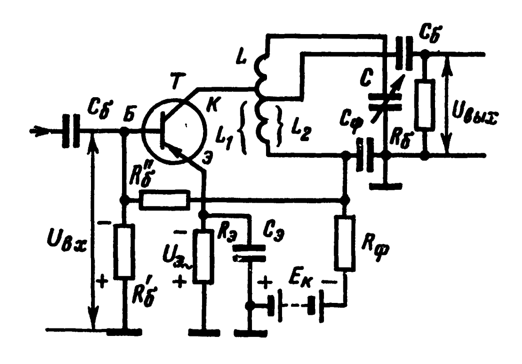


Рис. 4-1.

транзистор T служит усилительным электронным прибором, ко входу которого (между базой и эмиттером) подводится усиливаемый сигнал $U_{вх}$. Между выходными электродами (коллектор — эмиттер) подключен нагрузочный колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности L и емкости C. На нем создается выходное напряжение усиленного сигнала $U_{вых}$. Батарея с напряжением $E_к$ является источником питания транзистора.

Резисторы $R'_б$, $R''_б$, $R_э$ и $R_ф$ предназначены для обеспечения нужного режима работы транзистора и температурной стабилизации коллекторного тока. В § 6-2 будет пояснен выбор их параметров. Конденсатор $C_э$ шунтирует резистор $R_э$ по переменному току. Благодаря этому для тока с частотой сигнала эмиттер имеет потенциал заземленного шасси. Резистор $R_ф$ и конденсатор $C_ф$ образуют развязывающий фильтр коллекторной цепи.

Работу усилительного каскада можно представить следующим образом. Под воздействием входного гармонического сигнала в такт его колебаниям изменяется коллекторный ток транзистора. Этот ток проходит по нагрузочному колебательному контуру, который настроен в резонанс на частоту сигнала. В этом случае для тока с частотой сигнала контур представляет чисто резистивную нагрузку и на нем будет создаваться падение переменного напряжения. Чем больше эквивалент-

ное резонансное сопротивление контура и переменная составляющая коллекторного тока, тем больше будет выходное напряжение, а следовательно, и коэффициент усиления каскада. Переменная составляющая коллекторного тока транзистора создается за счет энергии источника постоянного тока (батареи питания $E_к$). Поэтому транзистор является элементом, преобразующим энергию источника постоянного тока в энергию переменного тока.

В усилительных каскадах один электрод усилительного прибора обычно является общим для входа и выхода. Для схемы, показанной на рис. 4-1, таким электродом является эмиттер. При этом нагрузка подключается между коллектором и эмиттером. Такой усилитель принято называть усилителем с общим эмиттером. Его эквивалентная схема для токов с частотой сигнала (без элементов цепей питания) приведена на рис. 4-2,*а*.

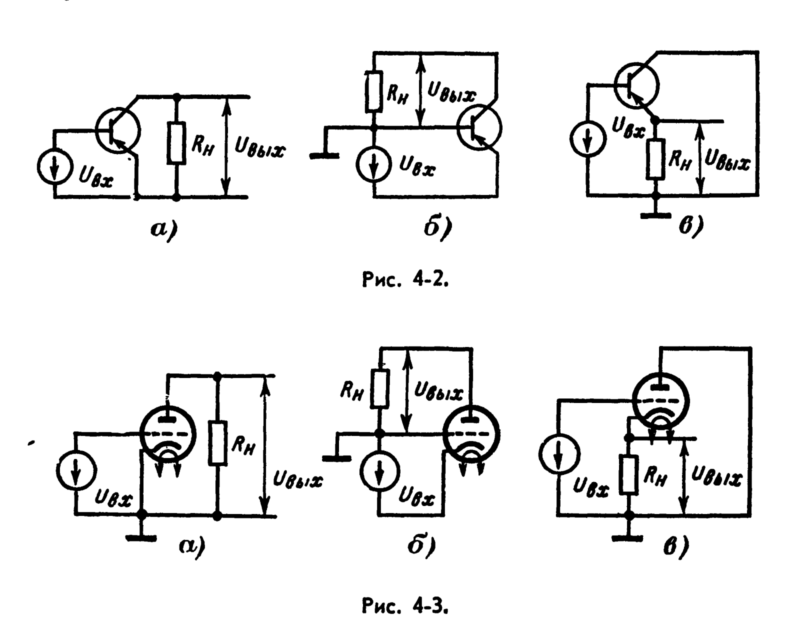


Рис. 4-2.

Рис. 4-3.

Если включить нагрузку между коллектором и базой, то общей точкой входа и выхода будет база. Высокопотенциальным (не соединенным с шасси, незаземленным) электродом транзистора в схеме с общей базой является эмиттер (рис. 4-2,*б*).

При включении нагрузки в цепь эмиттера общим электродом входа и выхода будет коллектор (рис. 4-2, *в*). Такой усилитель называется усилителем с общим коллектором. Для ламповых вариантов аналогично можно построить усилители с общим катодом (рис. 4-3, *а*), с общей сеткой (рис. 4-3, *б*) и общим анодом (рис. 4-3, *в*).

При исследовании усилителей, построенных по различным схемам, целесообразно представить электронный прибор соответствующей ему эквивалентной схемой.

4-2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ УСИЛИТЕЛЬНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРА И ЛАМПЫ

Полная эквивалентная схема транзистора, отражающая его усилительные свойства, сравнительно сложна. Разные ее модификации достаточно подробно описаны в литературе [3, 11, 13, 16, 33]. Однако для выполнения инженерных и радиолюбительских расчетов для усилителя с общим эмиттером можно пользоваться упрощенной схемой, показанной на рис. 4-4 [3, 11, 33]. Здесь Y_{11}, Y_{12}, Y_{21} и Y_{22} — параметры транзистора, зависящие от частоты и режима его работы. Реактивность проводимостей Y_{11}, Y_{12} и Y_{22} носит емкостный характер, а проводимости Y_{21} — индуктивный (отрицательная емкость). Поэтому каждую из них можно заменить параллельным соединением соответствующей активной проводимости и емкости:

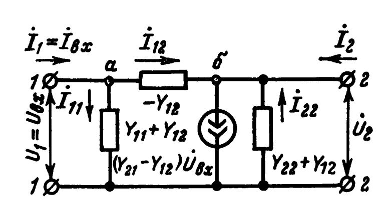


Рис. 4-4.

$$\left.\begin{aligned} Y_{11}&=g_{11}+j\omega C_{11};\ Y_{12}=g_{12}+j\omega C_{12};\\ Y_{21}&=g_{21}-j\omega C_{21};\ Y_{22}=g_{22}+\omega C_{22}. \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}1)$$

Современные высокочастотные транзисторы, применяющиеся в радиоприемниках, обладают достаточно большим разбросом параметров. Он достигает 30—40% среднего значения. Поэтому для инженерных расчетов в первом приближении можно воспользоваться следующими частотными зависимостями активных входной и выходной проводимостей:

$$g_{11}(f)=g_{11;0}\,[1+a_{11}\,(f/f_\alpha-0{,}04)]; \qquad (4\text{-}2)$$

$$g_{22}(f)=g_{22;0}\,[1+a_{22}\,(f/f_\alpha-0{,}04)]. \qquad (4\text{-}3)$$

Аналогично для модулей проводимостей прямой и обратной передачи можно записать:

$$|Y_{21}(f)|=|Y_{21;0}|\,[1-a_{21}\,(f/f_\alpha-0{,}1)]; \qquad (4\text{-}4)$$

$$|Y_{12}(f)|=|Y_{12;0}|\,[1+a_{12}\,(f/f_\alpha-0{,}001)], \qquad (4\text{-}5)$$

где f — рабочая частота усилителя; f_α — предельная частота транзистора (ее значения приводятся в справочниках [27, 28]).

Справедливость данной аппроксимации хорошо подтверждается опытными данными [11, 33]. Значения численных коэффициентов в формулах (4-2)—(4-5) для некоторых высокочастотных транзисторов при токе коллектора 1 мА и напряжении коллектор — эмиттер 5 В приведены в табл. 4-1. В пределах частот, до которых целесообразно использовать транзисторы (до 0,15 f_α) значения емкостей C_{11}, C_{22} и C_{12} можно считать не зависящими от частоты.

Ряд параметров высокочастотных дрейфовых транзисторов ($Y_{21;0}$, $g_{11;0}$, $g_{22;0}$ и C_{12}) имеет линейную зависимость от коллекторного тока. Проводимость g_{12} практически не зависит от тока коллектора. Мало зависят параметры высокочастотных транзисторов и от напряжения между коллектором и эмиттером. Лишь емкость C_{12} обратно пропорцио-

Таблица 4-1

Тип транзистора	$g_{11;0}$ (мСм)	a_{11}	$g_{22;0}$ (мкСм)	a_{22}	$Y_{21;0}$ (мСм)	a_{21}	$Y_{12;0}$ (мкСм)	a_{12}
П402	0,8	46	10	60	30	0,85	4	850
П403	0,7	73	10	61,5	31	2,26	4	1180
П411	1	26	100	23	40	4,35	4	300
П416	1,8	23,5	13	68	31	2,5	4	1100
ГТ310Б	0,6	70	8	60	26	2,3	4	1000

иальна кубическому корню из напряжения $E_к$. Но поскольку отклонение этого напряжения от номинального обычно не превышает 50—60%, то изменение емкости C_{12} в этом случае не превышает 13—17%.

В случае применения усилителя с общей базой соответствующие параметры эквивалентной схемы транзистора (см. рис. 4-4) вычисляются по известным в литературе формулам перехода [3, 13, 33]

$$\left.\begin{aligned} Y_{11о.б} &= Y_{11о.э} + Y_{12о.э} + Y_{21о.э} + Y_{22о.э}; \\ Y_{12о.б} &= -Y_{12о.э} - Y_{22о.э}; \\ Y_{22о.б} &= Y_{22о.э}; \ Y_{21о.б} = -Y_{21о.э} - Y_{22о.э}. \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}6)$$

Одним из существенных недостатков дрейфовых транзисторов, имеющих наибольшее применение в современной радиоприемной технике, является большая активная составляющая входной проводимости g_{11}. Она составляет обычно несколько миллисименсов и сильно шунтирует входные контуры каскадов. Этот недостаток отсутствует у созданного в последнее время полевого МОП (металл — окисел — полупроводник) транзистора. Его активная входная проводимость примерно на четыре-пять порядков меньше, чем у дрейфовых транзисторов (десятки и сотни наносименсов). Однако проводимость прямой передачи Y_{21} у него составляет обычно 0,5—1,0 мСм, т. е. в 10—100 раз меньше, чем у дрейфовых транзисторов. Проводимость обратной передачи Y_{12} у полевого транзистора практически чисто емкостная ($C_{12} \approx 0{,}3 \div 1$ пФ).

Для полевого транзистора также справедлива эквивалентная усилительная схема, показанная на рис. 4-4 [7]. Затвор является управляющим электродом полевого МОП транзистора (как сетка у лампы и база у дрейфового транзистора). Исток этого транзистора адекватен эмиттеру или катоду, а сток — коллектору или аноду. Применяя частотные зависимости параметров МОП транзисторов, описанные в литературе [7], для расчета усилительных каскадов можно использовать описанные в гл. 6 методики.

Из-за большой емкости C_{12} и малой проводимости Y_{21} устойчивое усиление каскада с современным полевым МОП транзистором оказывается меньше, чем с дрейфовым транзистором. Кроме того, полевые транзисторы требуют большего напряжения питания (15—25 В), поэтому они пока получили малое самостоятельное применение в каскадах трактов радиосигнала и промежуточной частоты. Совершенствование полевых МОП транзисторов может расширить их применение в радиоприемной технике.

Эквивалентная усилительная схема в виде П-образного четырехполюсника, показанного на рис 4-4, справедлива и для электронной

лампы. В этом случае для схемы с общим катодом

$$Y_{11}+Y_{12}=g_{gк}+j\omega\,(C_{gк}+C_{ga}); \qquad (4\text{-}7)$$

$$Y_{12}=-\,j\omega C_{ga}, \qquad (4\text{-}8)$$

$$Y_{21}-Y_{12}=S; \qquad (4\text{-}9)$$

$$Y_{22}=g_{ак}+j\omega\,(C_{ак}+C_{ga}), \qquad (4\text{-}10)$$

где $C_{gк}$, C_{ga}, $C_{ак}$ — междуэлектродные емкости; S — крутизна характеристики лампы.

Отметим, что междуэлектродные емкости и крутизна характеристики постоянны во всем диапазоне рабочих частот лампы, а активные входная ($g_{gк}$) и выходная ($g_{ак}$) проводимости зависят от частоты согласно уравнениям [2, 3, 13]

$$g_{gк}=Бf^2; \qquad (4\text{-}11)$$

$$g_{ак}=1/R_i+kБf^2, \qquad (4\text{-}12)$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы постоянному току; $Б$ — численный коэффициент, приводящийся в справочниках [2]; k — коэффициент, зависящий от конструкции лампы (для металлических ламп он равен 0,06—0,12, для пальчиковых 0,12—0,18 и для металлокерамических 0,24—0,36).

Для схемы с общей сеткой применяют следующие пересчетные формулы:

$$Y_{11}+Y_{12}=g_{gк}+S+j\omega C_{gк};\ Y_{22}+Y_{12}=j\omega C_{ga};$$
$$Y_{12}=-\,g_{ак}-j\omega C_{ак};\ Y_{21}-Y_{12}=-\,S \qquad (4\text{-}13)$$

4-3. ИСТОЧНИКИ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Во всех элементах радиоприемного устройства генерируются электрические напряжения и токи, которые принято называть собственными (или внутренними) шумами, так как они являются помехами при приеме полезного сигнала. Особенно важную роль играют собственные шумы первых элементов радиоприемного устройства (антенна, ВЦ и УРС), так как их шумовое напряжение усиливается всеми последующими каскадами. Основной причиной генерации шумового напряжения является хаотическое (тепловое) движение заряженных частиц внутри проводников (активных сопротивлений) и электронных приборов. В физике подобные напряжения и токи называются флюктуационными (возникающими за счет флюктуационных движений заряженных частиц). При подведении усиленного флюктуационного напряжения к громкоговорителю оно прослушивается как своеобразный шум (от сыплющейся дроби или мелкого дождя). Поэтому оно называется также шумовым.

Рассмотрим особенности генерации флюктуационного напряжения (тока) в различных элементах радиоприемного устройства. В дальнейшем используем полученные сведения для выбора оптимальных режимов работы первых каскадов приемников с целью получения наименьших собственных шумов и повышения чувствительности приемника.

Шумы резистора. В каждом проводнике, обладающем свойством резистивности, имеются свободные электроны, которые движутся между атомами. Если к проводнику (медь, серебро, алюминий, железо) прило-

жить разность потенциалов, то под воздействием создавшегося электрического поля движение электронов из полностью хаотического (флюктуационного) станет в основном упорядоченным.

Свободные электроны, обладая отрицательным зарядом, будут двигаться в сторону положительного источника постоянного тока. Такое упорядоченное движение электронов в одном направлении и образует постоянный ток. Однако некоторая малая доля электронов и в данном режиме будет иметь флюктуационное движение. За счет этого в проводнике возникнет шумовое напряженне. Чем больше свободных электронов в единице объема проводника, тем больший ток будет протекать через него при постоянной э. д. с. источника, а следовательно, тем меньшее сопротивление будет оказывать проводник электрическому току. Сказанное определяет закон Ома.

В хороших диэлектриках (стекло, полистирол, слюда) свободных электронов гораздо меньше, чем в проводниках. Поэтому электрическое сопротивление диэлектриков во много раз больше, чем у проводников.

Материалы, в которых свободных электронов меньше, чем в проводниках (металлах), но больше, чем в диэлектриках, называют полупроводниками. Именно такие материалы используют для создания транзисторов и полупроводниковых диодов. К ним относятся германий и кремний. Для придания им нужных характеристик в них вводят специальные добавки. Свойства полупроводников описываются в учебниках и учебных пособиях по электронным приборам [13].

В процессе указанного выше теплового движения часть электронов, попадая в зону действия ядер атомов, может «захватываться» атомами или выбивать с внешних орбит электроны, ранее связанные с ядром атома. Электроны могут сталкиваться друг с другом. Интенсивность такого движения зависит от температуры проводника, увеличиваясь с ее повышением.

Тот конец проводника, в котором соберется больше электронов, будет в данный момент времени иметь отрицательный потенциал по отношению к другому концу. Поскольку тепловое движение свободных электронов происходит хаотически, то и разность потенциалов между концами проводника будет изменяться по тому же закону. Иначе говоря, за счет подобного движения между концами проводника создается случайная флюктуационная разность потенциалов. Математический анализ движения свободных электронов в проводнике показывает, что средний квадрат (или квадрат действующего значения) такого напряжения определяется формулой Найквиста [3]

$$U_{ш}^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} \mathrm{Re}\,(Z)\,df, \qquad (4\text{-}14)$$

где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/°С — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура проводника в градусах Кельвина; f_1 и f_2 — граничные частоты, в пределах которых измеряется флюктуационное напряжение; Re (Z) — вещественная часть комплексного сопротивления Z.

Отметим, что у реальных резисторов имеется собственная емкость C_0, подключающаяся параллельно его выводам. В этом случае можно показать [15], что $\mathrm{Re}\,(Z) = R/1 + \omega^2 C_0^2 R^2$. Таким образом, собственная емкость резистора уменьшает вещественную часть его сопротивления по мере повышения частоты. Так, при $R = 10$ кОм и $C_0 = 1$ пФ на частоте 1 МГц Re (Z) = 9960 Ом, т. е. составляет 99,6% от R и действием собственной емкости практически можно пренебречь. Но на частоте

10 МГц Re $(Z) = 7050$ Ом, т. е. 70,5% от R, и действием собственной емкости уже пренебрегать нельзя.

Формула Найквиста справедлива для частот, удовлетворяющих неравенству $f \leqslant kT/h$, где $h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}$ Дж/с — постоянная Планка. Подставляя значение коэффициента k при комнатной температуре $T = 293$ К, получаем: $f \leqslant 1{,}38 \cdot 10^{-23}\, 293/6{,}62 \cdot 10^{-34} = 6{,}1 \cdot 10^{12}$ Гц. Следовательно, формула Найквиста справедлива практически во всем диапазоне используемых радиочастот.

В формуле (4-14) выражение $\int\limits_{f_1}^{f_2} \mathrm{Re}\,(Z)df$ есть определенный интеграл. Интегрирование как математический процесс отображает суммирование бесконечно малых величин. Его физическую сущность можно определить на примере, иллюстрируемом рис. 4-5, *а*. Здесь толстая сплошная линия соответствует зависимости Re (Z) от частоты. Заменим бесконечно малую величину df (дифференциал) на малую, но конечную величину Δf (приращение). Для этого разобьем весь отрезок оси частот от f_1 до f_2 на n равных промежутков, каждый из которых равен Δf.

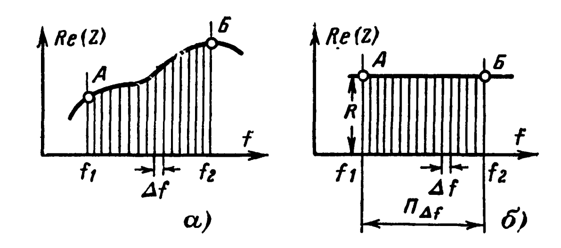


Рис. 4-5.

Через каждую точку деления оси частот проведем прямые линии, перпендикулярные к ней. При этом плоская фигура f_1, A, $Б$, f_2 разобьется на n вертикальных полосок. Если число n достаточно велико, а кривая Re (Z) идет плавно (без скачков), то с небольшой погрешностью верхние стороны полосок можно представить отрезками прямых, параллельных оси частот. В этом случае полоски будут прямоугольниками и площадь каждой полоски ΔS будет равна произведению значения функции Re (Z) у ее левого края на ширину полоски. Иначе говоря, для i-й полоски можно записать $\Delta S_i = \mathrm{Re}_i\,(Z)\Delta f$, где $\mathrm{Re}_i\,(Z)$ — значение функции Re (Z) в начале i-й полоски. С некоторым приближением, заменяя интегрирование суммированием, можно записать $\int\limits_{f_1}^{f_2} \mathrm{Re}\,(Z)\,df \approx \sum\limits_{i=1}^{n} \mathrm{Re}_i\,(Z)\,\Delta f$. Сумма, стоящая в правой части, равна сумме площадей всех полосок. Следовательно, если бесконечно уменьшать отрезки Δf и соответственно увеличивать число полосок, то указанная сумма площадей полосок будет приближаться к площади фигуры $f_1AБf_2$. Таким образом, определенный интеграл физически отображает ограниченную площадь. В данном случае ее границами являются: с верхней стороны — подынтегральная функция Re (Z); с двух боковых — прямые, перпендикулярные к оси, соответствующей переменной интегрирования, и проходящие через пределы интегрирования, т. е. через

точки с частотами f_1 и f_2; с нижней стороны — ось, соответствующая переменной интегрирования, т. е. ось частот.

Рассмотрим частный случай, когда измеряется флюктуационное напряжение резистора R, сопротивление которого постоянно и не зависит от частоты. Практически это справедливо, когда шунтирующим действием собственной емкости резистора можно еще пренебречь (рис. 4-5, *б*). Заштрихованная площадь в этом случае представляет прямоугольник высотой R и длиной $f_2 - f_1 = П_{\Delta f}$. Тогда

$$\int_{f_1}^{f_2} \mathrm{Re}\,(Z)\, df = \int_{f_1}^{f_2} R\, df = RП_{\Delta f}. \qquad (4\text{-}15)$$

Рассмотренный пример позволяет определить одно из правил интегрирования. Предположим, что сопротивление резистора R равно единице измерения ($R = 1$ Ом). Тогда высота заштрихованного прямоугольника окажется равной единице, а его площадь $S_1 = 1 \cdot П_{\Delta f} = П_{\Delta f}$. Поэтому при постоянном сопротивлении площадь фигуры $f_1 AБ f_2$ можно определять произведением $S = RS_1$, а это адекватно вынесению постоянной величины (сопротивления или другой, не зависящей от переменной интегрирования) из-под знака интегрирования. С учетом сказанного уравнение (4-15) можно переписать в виде

$$\int_{f_1}^{f_2} R\, df = R \int_{f_1}^{f_2} df = RП_{\Delta f}.$$

Таким образом, согласно формулам (4-14) и (4-15) средний квадрат флюктуационного напряжения резистора сопротивлением R определится следующим образом:

$$\overline{U_{ш}^2} = 4kTRП_{\Delta f}. \qquad (4\text{-}16)$$

Это выражение характеризует тепловое действие флюктуационного напряжения. Если к резистору R приложено напряжение U, то ток через него согласно закону Ома будет $I = U/R$. Следовательно, мощность, потребляемая резистором и идущая на его нагрев, $P = UI = U^2/R$ пропорциональна квадрату приложенного напряжения.

Извлечем квадратный корень из правой и левой частей формулы (4-16):

$$\sqrt{\overline{U_{ш}^2}} = \sqrt{4kTRП_{\Delta f}} = U_{ш}. \qquad (4\text{-}17)$$

Эту величину принято называть среднеквадратичным (действующим) значением флюктуационного напряжения.

Вычислим действующее значение флюктуационного напряжения, создаваемого резистором $R = 10$ кОм, находящимся при комнатной температуре $T = 293$ K, в полосе частот $П_{\Delta f} = 10$ кГц. Подставляя в формулу (4-17) указанные значения, получаем $U_{ш} = \sqrt{4 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 10^4 \cdot 10^4} = 1{,}3 \cdot 10^{-6}$ В $= 1{,}3$ мкВ. Если такой резистор поместить на входе приемника, то его шумовое напряжение может быть соизмеримым с полезным сигналом и может существенно влиять на качество приема.

Согласно сказанному действующее значение шумового напряжения, создаваемого резистором R, будет одинаковым во всех равных по ширине интервалах частот, т. е. спектр шумового напряжения

является равномерным во всем используемом в настоящее время диапазоне радиоволн. Это очень хорошо подтверждается практикой. Иначе говоря, плотность энергии шумового напряжения одинакова в равных интервалах частот *. Поэтому шумовое напряжение иногда представляют суммой синусоидальных э. д. с. с одинаковыми амплитудами (пропорциональными действующему значению напряжения шумов), случайными начальными фазами и частотами, изменяющимися от нуля до kT/h.

У приемников, обладающих высокой чувствительностью, собственные шумы можно прослушать, отключив антенну и поставив ручной регулятор громкости на максимум усиления.

Шумы параллельного колебательного контура. В радиоприемниках чаще используются параллельные колебательные контуры. Оценим их шумовое напряжение. В пособиях по радиотехническим цепям [15] выводятся зависимости, определяющие активную составляющую сопротивления параллельного колебательного контура, образованного индуктивностью L и емкостью C:

$$R(\xi) = R_{0э}/1+\xi^2; \qquad (4\text{-}18)$$

$$\xi = \frac{1}{\delta_э}(f/f_0 - f_0/f); \qquad (4\text{-}19)$$

$$R_{0э} = \rho/\delta_э; \qquad (4\text{-}20)$$

$$\rho = \omega_0 L = 1/\omega_0 C = \sqrt{L/C}, \qquad (4\text{-}21)$$

где ξ — обобщенная расстройка, соответствующая абсолютной расстройке

$$\Delta f = f - f_0; \qquad (4\text{-}22)$$

$\delta_э$ — эквивалентное (с учетом всех внешних воздействий) затухание контура; $R_{0э}$ — резонансное эквивалентное сопротивление параллельного контура; ρ — характеристическое сопротивление контура; $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 — резонансная частота контура.

Уравнение (4-18) с учетом формулы (4-19) описывает зависимость активного сопротивления параллельного колебательного контура от частоты, т. е. соответствует функции Re (Z) в формуле (4-14). Определим шумы контура во всем существующем диапазоне частот от $f_1 = 0$ до $f_2 = \infty$. Следовательно, эти частоты и должны быть пределами интегрирования. На основании сказанного и формулы (4-14) средний квадрат шумового напряжения контура

$$\overline{U^2_{ш.\,к}} = 4kT\int_0^\infty \frac{R_{0э}}{1+\xi^2}\,df.$$

В нашем случае $R_{0э}$ не зависит ни от ξ, ни от f. Значит, его можно вынести из-под знака интеграла:

$$\overline{U^2_{ш}} = 4kTR_{0э}\int_0^\infty df/1+\xi^2. \qquad (4\text{-}23)$$

Выясним, что представляет собой подынтегральная функция

$$1/1+\xi^2. \qquad (4\text{-}24)$$

* Такой шум в радиотехнике принято называть «белым».

При изучении резонансных свойств параллельного колебательного контура выводится уравнение его резонансной кривой, например зависимости амплитуды напряжения U_m на контуре от частоты подводимого сигнала. Это уравнение имеет вид $U_m = U_{0m}/\sqrt{1+\xi^2}$ [3, 15], где U_{0m} — амплитуда напряжения на контуре при резонансе. Данное уравнение можно переписать так:

$$U_m/U_{0m} = 1/\sqrt{1+\xi^2} = 1/d. \qquad (4\text{-}25)$$

Графически оно представлено зависимостью, показанной на рис. 4-6, *а*, которая называется *обобщенной резонансной*

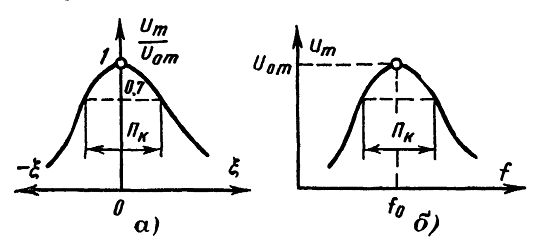


Рис. 4-6.

кривой колебательного контура, поскольку она справедлива для *любого* контура. Если в уравнение (4-25) подставить значение ξ из формулы (4-19), то можно получить уравнение резонансной кривой *конкретного* контура с собственной частотой f_0, затуханием $\delta_э$ и характеристическим сопротивлением ρ (рис. 4-6,*б*).

Сравнивая уравнения (4-24) и (4-25), можно сказать, что подынтегральная функция формулы (4-23) является уравнением резонансной кривой контура, возведенным во вторую степень. На рис. 4-7 эта кривая изображена в относительном масштабе. Согласно сказанному ранее определенный интеграл в формуле (4-23) численно равен площади S, заключенной между кривой $(U_m/U_{0m})^2$ и осью абсцисс. Построим прямоугольник, высота которого равна единице, а площадь равна S. Ширину этого прямоугольника

$$П_{эф} = S/1 = \int_0^\infty \frac{df}{1+\xi^2} \qquad (4\text{-}26)$$

Рис. 4-7.

принято называть *эффективной или шумовой полосой пропускания* резонансной системы, поскольку она определяет ее шумовые свойства, а именно мощность шума, пропорциональную среднему квадрату шумового напряжения. Подставив (4-26) в (4-23), окончательно получим:

$$\overline{U^2_{ш.к}} = 4kTR_{0э}П_{эф}. \qquad (4\text{-}27)$$

Для одиночного колебательного контура полоса пропускания $П_к$, т. е. ширина резонансной кривой при ослаблении сигнала в 1,41 раза,

определяется уравнением [3, 11, 15]

$$П_к = \delta_э f_0. \quad (4\text{-}28)$$

Анализ показывает, что эффективная полоса пропускания для одиночного колебательного контура $П_{эф} = 0{,}5\pi П_к$. В общем случае для любой резонансной системы можно записать

$$П_{эф} = BП_к. \quad (4\text{-}29)$$

Чем сложнее резонансная система, тем ближе коэффициент B к единице. В первом приближении при трех-четырехконтурной системе $B \approx 1{,}1$.

Эквивалентные шумовые схемы резисторов. На основании сказанного и формул (4-17) и (4-27) для активного (шумящего) сопротивления (резистора) можно составить эквивалентную шумовую схему (рис. 4-8, *а*). Здесь генератор шумового напряжения $\overline{U^2_ш}$ отображает шумы реального резистора R, который в данной схеме уже считается нешумящим (идеальным). Внутреннее сопротивление генератора напряжения полагается равным нулю. Пользуясь этой схемой, можно оценить шумовые свойства нескольких соединенных в общую цепь резисторов. Найдем шумовое напряжение двух последовательно включенных резисторов R_1 и R_2, имеющих соответственно температуры T_1 и T_2. Результирующее сопротивление такой цепи будет $R = R_1 + R_2$. Флюктуации электрических зарядов в каждом из резисторов происходят независимо друг от друга. Поэтому принято говорить, что шумовые напряжения каждого резистора независимы, т. е. изменение, например, амплитуды напряжения на одном из резисторов в данный момент времени не влияет на амплитуду напряжения на другом резисторе. Если представить шумовое напряжение в виде суммы гармонических э. д. с. с одинаковыми амплитудами и случайными начальными фазами, то закон сложения шумовых напряжений от двух резисторов можно определить следующим образом. Поскольку частоты гармонических составляющих шумового напряжения резистора изменяются равномерно от нуля до kT/h, то можно считать, что в шумовых напряжениях каждого из резисторов имеются составляющие с одинаковыми частотами. Но так как начальные фазы этих составляющих в каждом из резисторов случайны, то амплитуда составляющей шумового напряжения с данной частотой от обоих резисторов будет зависеть от фазового сдвига между рассматриваемыми составляющими каждого из резисторов. Теория случайных процессов показывает, что наиболее вероятным, т. е. наиболее часто случающимся фазовым сдвигом между рассматриваемыми составляющими, будет угол, близкий к $0{,}5\pi$. Иначе говоря, векторы составляющих шумового напряжения с одинаковой частотой f для различных резисторов U_{f1} и U_{f2} чаще всего будут находиться под углом 90° друг к другу. Следовательно, их результирующая амплитуда по закону геометрического сложения двух векторов определится формулой $U_f^2 = U_{f1}^2 + U_{f2}^2$. Этот частный закон сложения векторов в математике называют квадратич-

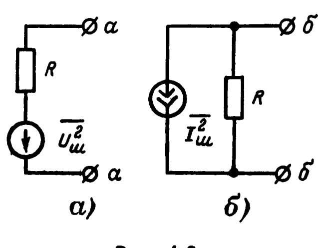


Рис. 4-8.

ным. Аналогичным образом могут быть найдены амплитуды результирующих составляющих с другими частотами.

На основании случайной зависимости отмеченных фазовых сдвигов между гармоническими составляющими шумового напряжения можно объяснить то, что значение напряжения шума резистора согласно уравнению (4-17) пропорционально корню квадратному из его сопротивления. Этим же можно объяснить подобную зависимость действующего значения шумового напряжения резистора от эффективной полосы, в пределах которой учитывается действие шумов. При расширении эффективной полосы вдвое во столько же раз увеличивается число отдельных гармонических составляющих шумового напряжения. Казалось бы, должно вдвое возрасти и действующее значение шумового напряжения. Но поскольку фазы составляющих шумового напряжения случайны, то случайным окажется и фазовый сдвиг между вектором, равнодействующим всем гармоническим составляющим в добавленной полосе (такой же по ширине). Наивероятнейший фазовый сдвиг также равен $0{,}5\pi$. Это и определяет отмеченную ранее зависимость действующего значения шумового напряжения от эффективной полосы пропускания.

С учетом сказанного результирующий средний квадрат шумового напряжения двух последовательно включенных резисторов будет $\overline{U_{ш}^2} = \overline{U_{ш1}^2} + \overline{U_{ш2}^2} = 4k(T_1R_1 + T_2R_2)П_{эф}$. Действующее значение шумового напряжения рассматриваемой схемы определится формулой $U_ш = \sqrt{\overline{U_{ш1}^2} + \overline{U_{ш2}^2}}$.

Обобщая, можно сказать, что при последовательном включении n резисторов их эквивалентная шумовая схема соответствует изображенной на рис. 4-8, *а*, а ее параметры определятся формулами

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots + R_n = \sum_{i=1}^{n} R_i; \tag{4-30}$$

$$\overline{U_ш^2} = \overline{U_{ш1}^2} + \overline{U_{ш2}^2} + \overline{U_{ш3}^2} + \ldots + \overline{U_{шn}^2} = 4kП_{эф} \sum_{i=1}^{n} T_iR_i. \tag{4-31}$$

Для упрощения записей и оценок шумовых свойств схем с большим числом источников шума введено понятие эффективной температуры схемы $T_э$. Она равна такой температуре, до которой нужно нагреть все резисторы, чтобы результирующее шумовое напряжение схемы было тем же. Поскольку результирующее сопротивление n последовательно включенных резисторов определяется формулой (4-30), то с учетом сказанного выражение (4-31) можно записать так:

$$\overline{U_ш^2} = 4kT_э RП_{эф}. \tag{4-32}$$

Из сравнения уравнений (4-31) и (4-32) получаем:

$$T_э = \sum_{i=1}^{n} T_iR_i \Big/ \sum_{i=1}^{n} R_i. \tag{4-33}$$

Отсюда при двух резисторах

$$T_э = \frac{R_1}{R_1 + R_2} T_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_2. \tag{4-34}$$

Можно показать, что схеме, изображенной на рис. 4-8, *а*, полностью эквивалентна схема (рис. 4-8, *б*), состоящая из генератора шумового тока со средним квадратом:

$$\overline{I^2_{ш}} = 4kT\Pi_{эф}/R = 4kTG\Pi_{эф}. \qquad (4\text{-}35)$$

Внутреннее сопротивление этого генератора шумового тока считается равным бесконечности, а сопротивление R или адекватная ему проводимость $G = 1/R$ полагаются уже не шумящими. С учетом сказанного выходное сопротивление обеих схем, показанных на рис. 4-8, равно R. Средний квадрат шумового напряжения на зажимах *б—б* (рис. 4-8, *б*) согласно закону Ома будет $\overline{U^2_{ш}} = \overline{I^2_{ш}}R^2 = 4kTR\Pi_{эф}$. Именно такое напряжение имеется на выходе схемы, показанной на рис. 4-8, *а*. Следовательно, обе схемы совершенно идентичны.

Найдем шумовые свойства n параллельно включенных резисторов (проводимостей). Согласно независимости шумовых токов каждого резистора параметры схемы, показанной на рис. 4-8, *б*, определяются формулами

$$1/R = G = 1/R_1 + 1/R_2 + \ldots + 1/R_n = G_1 + G_2 + \ldots + G_n = \sum_{i=1}^{n} G_i; \qquad (4\text{-}36)$$

$$\overline{I^2_{ш}} = \overline{I^2_{ш1}} + \overline{I^2_{ш2}} + \ldots + \overline{I^2_{шn}} = 4k\Pi_{эф} \sum_{i=1}^{n} T_i G_i. \qquad (4\text{-}37)$$

Введя аналогично сказанному ранее эффективную температуру схемы, получим:

$$\overline{I^2_{ш}} = 4kT_э G\Pi_{эф}, \qquad (4\text{-}38)$$

где

$$T_э = \sum_{i=1}^{n} T_i G_i \bigg/ \sum_{i=1}^{n} G_i. \qquad (4\text{-}39)$$

Для двух параллельно включенных проводимостей

$$T_э = \frac{G_1}{G_1 + G_2} T_1 + \frac{G_2}{G_1 + G_2} T_2. \qquad (4\text{-}40)$$

Иногда бывает удобным вместо эффективной шумовой температуры $T_э$ оперировать с относительной шумовой температурой

$$t_э = T_э/T_0, \qquad (4\text{-}41)$$

где $T_0 = 293$ К — комнатная или, как говорят, стандартная шумовая температура.

Шумы приемной антенны. Приемная антенна обладает сопротивлением потерь $R_п$ (см. рис. 2-1), которое создает в ней согласно выражению (4-16) шумовое напряжение $\overline{U^2_{ш.п}} = 4kTR_п\Pi_{эф}$.

Кроме сигналов от радиопередающих устройств на антенну воздействуют электромагнитные поля, которые генерируют в ней напряжения сигналов типа флюктуационных. Такие поля, например, образуются за счет теплового излучения Солнца, Луны, поверхности и атмосферы Земли. Количественно это напряжение оказалось удобным вы-

ражать через сопротивление излучения антенны R_Σ и его эффективную шумовую температуру T_Σ. Иначе говоря, $\overline{U^2_{ш\Sigma}} = 4kT_\Sigma R_\Sigma П_{эф}$. Полное активное сопротивление антенны $r_A = R_п + R_\Sigma$. Складывая оба шумовых напряжения и полагая их независимыми, на основании формул (4-31) и (4-32) получаем полное напряжение шума в антенне:

$$\overline{U^2_{шА}} = 4kT_A r_A П_{эф} \qquad (4\text{-}42)$$

Согласно уравнению (4-34) эффективная шумовая температура антенны

$$T_A = \frac{R_п}{r_A} T + \frac{R_\Sigma}{r_A} T_\Sigma. \qquad (4\text{-}43)$$

Если значение T определяется температурой окружающей среды, то значение T_Σ существенно зависит от направленных свойств антенны и ее ориентации в пространстве. Для ненаправленной антенны внешние шумы в основном определяются тепловым излучением поверхности Земли и ее атмосферы. Поэтому для такой антенны $T_\Sigma \approx T$. Если антенна имеет острую диаграмму направленности и ориентирована на мощный источник шумового излучения (например, на Солнце или Луну), то уровень внешних шумов антенны будет большим, а T_Σ окажется выше T. При ориентировании такой антенны в «спокойную» зону космоса T_Σ обычно оказывается много меньшей T. Типовые значения T_Σ для различных условий приводятся в литературе [3, 4].

Шумы транзисторов. В диапазоне радиоволн (километровых и более коротких) шумы транзисторов определяются тремя причинами: тепловым движением носителей зарядов в распределенных активных сопротивлениях базы, эмиттера и коллектора; флюктуацией эмиттерного и коллекторного токов (дробовые шумы); перераспределением токов между электродами (шумы перераспределения).

Активное сопротивление базы $r_б$ генерирует шумовое напряжение

$$\overline{U^2_{ш.б}} = 4kTr_б П_{эф}. \qquad (4\text{-}44)$$

Аналогично определяются шумы распределенных активных сопротивлений эмиттера и коллектора. Но эти сопротивления значительно меньше распределенного сопротивления базы. Поэтому для инженерных расчетов можно учитывать только шумы сопротивления базы.

Поле в коллекторном переходе транзистора для основных носителей является ускоряющим. Благодаря этому носители практически мгновенно перебрасываются на коллектор и флюктуационные токи в коллекторном переходе оказываются почти такими же, как в эмиттерном. Они определяются уравнениями

$$\overline{I^2_{ш.э}} = 2eI_э; \qquad (4\text{-}45)$$

$$\overline{I^2_{ш.к}} = 2eI_к = 2eI_э\alpha_0, \qquad (4\text{-}46)$$

где $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $I_э$ и $I_к$ — токи эмиттера и коллектора соответственно.

Обратные токи коллектора $I_{к0}$ и эмиттера $I_{э0}$ в рабочих режимах транзисторов не превышают 0,001—0,01 от основных токов. Их флюк-

туационные токи могут быть вычислены по формулам

$$\overline{I^2_{ш.к0}} = 2eI_{к0} = 2eI_{э0}\alpha_0; \quad \overline{I^2_{ш.э0}} = 2eI_{э0}. \tag{4-47}$$

Шумовой ток перераспределения зависит от параметра транзистора α_0, определяющего связь между токами эмиттера, базы и коллектора: $I_б = I_э(1 - \alpha_0)$; $I_к = \alpha_0 I_э$. Он определяется уравнением

$$\overline{I^2_{ш.р}} \approx 2eI_э\alpha_0(1-\alpha_0) = \overline{I^2_{ш1}}. \tag{4-48}$$

В настоящее время по оценке шумовых свойств транзисторов имеется довольно много работ [3, 24, 33]. В каждой из них путем различных приближений стремятся получить наиболее простую эквивалентную шумовую схему. На рис. 4-9 приведена схема, достаточно строго описывающая шумовые свойства транзистора. Справедливость ее использования показана в литературе [33]. Параметры генераторов

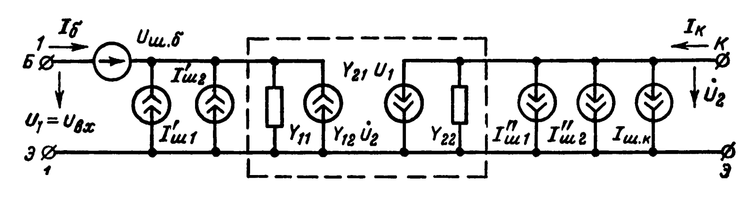


Рис. 4-9.

$U_{ш.б}$ и $I_{ш.к}$ определяются уравнениями (4-44) и (4-46), а шумовые токи остальных генераторов схемы формулами

$$\left.\begin{aligned} \dot I'_{ш1} &= I_{ш1}\dot\gamma_1; \quad \dot I''_{ш1} = I_{ш1}\dot\gamma_2; \\ \dot I'_{ш2} &= I_{ш.к0}\dot\gamma_1; \quad \dot I''_{ш2} = I_{ш.к0}(1+\dot\gamma_2), \end{aligned}\right\} \tag{4-49}$$

где

$$\dot\gamma_1 = (1 - r_б Y_{11}); \tag{4-50}$$

$$\dot\gamma_2 = r_б Y_{21}. \tag{4-51}$$

Токи $I_{ш1}$ и $I_{ш.к0}$ определяются из выражений (4-48) и (4-47).

Токи пар генераторов $I'_{ш1}$ и $I''_{ш1}$, а также $I'_{ш2}$ и $I''_{ш2}$ полностью взаимосвязаны (коррелированы, как об этом принято говорить в теории случайных процессов). Согласно уравнениям (4-49), (4-50) и (4-51) эти токи отличаются друг от друга лишь комплексными множителями. Но флюктуационный характер каждого тока этих пар определяется одним и тем же шумовым током $I_{ш1}$ или $I_{ш.к0}$. Поэтому при суммировании они должны складываться алгебраически с учетом стрелок, поставленных на схеме и определяющих направление их протекания.

Токи остальных генераторов независимы (полностью не коррелированы) и должны суммироваться по квадратичному закону. По квадратичному же закону определяется полный выходной шумовой ток схемы.

Внутри штрихового прямоугольника на рис. 4-9 показаны элементы эквивалентной схемы транзистора, отображающей его усилительные свойства. Эта часть схемы полностью адекватна схеме, показанной

на рис. 4-4, поскольку действие обратной связи через проводимость обратной передачи Y_{12} здесь учитывается генератором тока $Y_{12}\dot{U}_2$.

Особенности физических процессов, протекающих в полевых транзисторах, в значительной степени ослабляют флюктуации носителей заряженных частиц. Благодаря этому их общий уровень шумов в несколько раз меньше, чем у дрейфовых транзисторов [7, 13]. Данное преимущество позволяет использовать полевые транзисторы в комбинации с дрейфовыми в каскодных схемах для снижения общего шума усилителя (см. § 6-12).

Шумы электронных ламп. Существуют три причины возникновения шумов электронных ламп: непостоянство эмиссии катода; иестабильность распределения электронного потока между электродами с положительным потенциалом по отношению к катоду, наведение шумовых токов в цепи управляющей сетки за счет инерционности электронного потока. Первые две причины действуют одинаково во всем диапазоне частот, а третья проявляется практически лишь на метровых и более коротких волнах.

Непостоянство эмиссии катода вызывает соответствующие флюктуации анодного тока лампы. Эти флюктуации определяются дискретностью заряда электронов, эмиттируемых катодом, и непостоянством скорости их вылета из катода. На нагрузке лампы благодаря этому создается флюктуационное шумовое напряжение. Эти шумы называют также дробовыми шумами.

Нестабильность распределения электронного потока имеет место только в тетродах, пентодах и более сложных лампах. Заключается она в том, что даже при стабильной эмиссии катода на экранную сетку пентода за одинаковые интервалы времени будет попадать неодинаковое число электронов из-за различия направления их движения и скорости вылета из катода. При увеличении числа электронов, попадающих на экранную сетку, уменьшается число электронов, попадающих на анод. За счет этого флюктуации анодного тока при прочих равных условиях в пентоде будут больше, чем в триоде. Таким образом, дробовые шумы и шумы распределения первично проявляют свое действие в анодной цепи и в ней же могут быть измерены. Однако для количественной их оценки оказалось более удобным ввести параметр, относящийся ко входу лампы (цепи управляющей сетки). Таким первым шумовым параметром лампы служит шумовое сопротивление $R_ш$.

Шумовым сопротивлением лампы называется активное сопротивление такого резистора, включенного в цепь управляющей сетки, который при стандартной температуре создает в анодной цепи идеальной (нешумящей) лампы шумовой ток, равный току, возникающему в анодной цепи реальной (шумящей) лампы за счет непостоянства эмиссии катода и нестабильности распределения электронного потока.

За стандартную температуру при этом принимают комнатную температуру $T_0 = 293$ K

Для триодов, обладающих только дробовыми шумами,

$$R_ш \approx 2{,}5/S. \qquad (4\text{-}52)$$

Для пентодов

$$R_ш \approx \frac{I_а}{I_а + I_{g2}}\left(\frac{2{,}5}{S} + 20\,\frac{I_{g2}}{S^2}\right), \qquad (4\text{-}53)$$

где $I_а$ и I_{g2} — токи анода и экранной сетки лампы.

Шумовое сопротивление ламп приводится в справочниках [2]. Для триодов оно равняется сотням ом, а для пентодов — единицам килоом.

Следует помнить, что физически шумовые сопротивления отсутствуют (они определяются косвенно и не влияют на усилительные свойства лампы).

В диапазоне метровых и более коротких волн время пролета электрона между катодом и сеткой, а также между сеткой и анодом оказывается соизмеримым с периодом усиливаемых сигналов. За счет этого в цепи сетки возникает ток, который протекает по цепи, соединяющей сетку с катодом [13]. Протекание этого тока как бы характеризует появление на входе лампы добавочной активной проводимости [$g_{gк}$ в уравнении (4-7)]. Согласно уравнению (4-11) эта проводимость растет с частотой, ибо при этом увеличивается наведенный в цепи сетки ток. Поскольку электронный поток лампы флюктуирует, то флюктуирует и наведенный ток. Его флюктуации создают во входной цепи лампы добавочное шумовое напряжение, которое определяют через второй шумовой параметр лампы — коэффициент входного шума $t_{gк}$ и активную входную проводимость лампы, т. е. на входе лампы как бы действует генератор шумового тока:

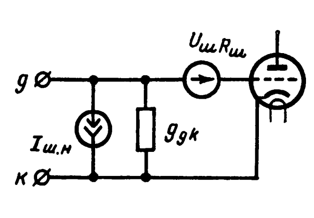


Рис. 4-10.

$$\overline{I^2_{ш\ н}} = 4kt_{gк}T_0g_{gк}П_{эф}. \qquad (4\text{-}54)$$

Следовательно, коэффициент входного шума лампы показывает, во сколько раз надо увеличить температуру по сравнению со стандартной, чтобы шумовой ток входной проводимости $g_{gк}$ был равен реальному наведенному шумовому току лампы. Данные опыта показывают, что коэффициент входного шума для ламп металлической серии равен 3, а для ламп пальчиковой серии 3,9.

Первопричина дробовых и наведенных шумов одна — флюктуация эмиссии катода. Поэтому между ними должна быть вполне определенная связь (корреляция). Однако эта связь достаточно слаба и практически мало сказывается на оценке результирующих шумов, особенно в пентодах и более сложных лампах из-за наличия в них большого уровня шумов перераспределения. Поэтому в первом приближении все источники шумов лампы считаются независимыми.

С учетом сказанного для лампы оказывается справедливой шумовая эквивалентная схема, изображенная на рис. 4-10. Здесь напряжение генератора определяется выражением

$$\overline{U^2_{ш}R_{ш}} = 4kT_0R_{ш}П_{эф}. \qquad (4\text{-}55)$$

4-4. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

Оценивать шумовые свойства каскадов и особенно приемника в целом по полным шумовым токам или напряжениям на их выходе сравнительно трудоемко. Более удобно производить такую оценку с помощью коэффициента шума. **Коэффициентом шума** *Ш* че-

тырехполюсника называют отношение полной шумовой мощности $P_{ш\Sigma}$ на его входе (в нагрузке) к той ее части $P_{ш.с}$, которая создается за счет тепловых шумов активной составляющей выходного сопротивления источника сигнала, включенного на входе четырехполюсника

$$Ш = P_{ш\Sigma}/P_{ш.с}. \qquad (4\text{-}56)$$

Поскольку коэффициент шума — безразмерная величина, его можно измерять более простыми приборами, чем шумовую мощность, особенно при малых ее значениях. Чтобы измерить малую мощность шума (менее микроватта) надо включить между источником шума и измерителем усилитель с большим коэффициентом усиления и широкой полосой пропускания. В процессе измерения параметры усилителя (прежде всего коэффициент усиления) должны быть постоянны и известны (калиброваны). Это значительно усложняет конструкцию и повышает стоимость усилителя, а следовательно, и всей измерительной установки. Если же измерять отношение малых шумовых мощностей, то при выполнении двух отсчетов через небольшие интервалы времени

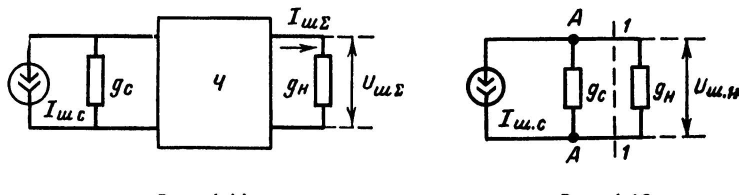


Рис. 4-11. Рис. 4-12.

изменение параметров усилителя будет назначительным и не скажется на измеряемом отношении мощностей. Поэтому при таком методе (относительном, а не абсолютном) измерения требования к усилителю могут быть значительно снижены. Кроме того, при каждом измерении не требуется калибровать его параметры.

Все сказанное делает коэффициент шума более приемлемым для оценки шумовых свойств каскадов или всего приемника.

Активным называют такой четырехполюсник (двухполюсник), который содержит источники э. д. с. или тока. С этой точки зрения любой четырехполюсник (двухполюсник), обладающий резистивностью, будет активным, так как в нем генерируются шумовые токи или напряжения.

Определим коэффициент шума для линейного четырехполюсника. На рис. 4-11 источник сигнала (например, антенна) заменен его эквивалентной шумовой схемой согласно рис. 4-8, *б*. Здесь $g_с$ — выходная проводимость источника сигнала, подключаемая ко входу четырехполюсника *Ч* (например, первого каскада приемника). Четырехполюсник имеет коэффициент усиления сигнала по мощности

$$K_P = P_{вых}/P_{вх}. \qquad (4\text{-}57)$$

На выходе четырехполюсника включена нагрузочная активная проводимость $g_н$. Наибольшую мощность источник сигнала отдает в нагрузку (на вход четырехполюсника) в том случае, когда входная проводимость четырехполюсника равна выходной проводимости источника. Такой подбор нагрузки для источника называют режимом согласования

и именно при этом условии и при $T = T_0$ определяется стандартное значение коэффициента шума $Ш$. Определим мощность шума, отдаваемую источником сигнала нагрузке в режиме согласования. Для этого воспользуемся рис. 4-12, на котором левее штриховой линии *1—1* показаны элементы источника сигнала, а правее — его нагрузка (входная проводимость четырехполюсника применительно к рис. 4-11). Поскольку в режиме согласования $g_н = g_с$, результирующая проводимость схемы между точками $A—A$ $g = g_с + g_н = 2g_с$, а напряжение шума согласно закону Ома $U_{ш.н} = I_{ш.с}/g = I_{ш.с}/2g_с$. Следовательно, мощность шума в нагрузочной проводимости будет:

$$P_{ш.н} = \overline{U^2_{ш.н}} g_н = \frac{\overline{I^2_{ш.с}}}{4g^2_с} g_н = \frac{\overline{I^2_{ш.с}}}{4g_с} = \frac{4kT_0 g_с П_{эф}}{4g_с} = kT_0 П_{эф}. \quad (4\text{-}58)$$

Таким образом, в режиме согласования в нагрузку передается мощность шума, не зависящая от выходной проводимости источника сигнала.

Для линейного четырехполюсника, у которого коэффициент передачи по мощности постоянен для всех составляющих входного сигнала, согласно (4-58) коэффициент шума

$$Ш = P_{шΣ}/kT_0 П_{эф} K_P. \quad (4\text{-}59)$$

Обозначим через $P_{ш.соб}$ мощность собственных выходных шумов четырехполюсника. Тогда $P_{шΣ} = P_{ш.с} + P_{ш.соб}$. Следовательно,

$$Ш = (P_{ш.с} + P_{ш.соб})/P_{ш.с} = 1 + P_{ш.соб}/P_{ш.с} = 1 + P_{ш.соб}/kT_0 П_{эф} K_P. \quad (4\text{-}60)$$

Из полученного выражения очевидно, что у идеального (нешумящего) четырехполюсника $Ш = 1$, а для реального — $Ш > 1$, и чем больше его шум, тем больше коэффициент шума. Для линейного четырехполюсника получаем возможность определять коэффициент шума не только по указанным ранее (4-56) шумовым мощностям на его выходе, но и по отношению шумовых мощностей, пересчитанных ко входу четырехполюсника. Так, на основании выражения (4-60) $P_{ш.соб}/K_P = P'_{ш.соб}$ есть собственная шумовая мощность четырехполюсника, пересчитанная к его входу. В режиме согласования мощность шумов источника, передаваемая на вход четырехполюсника, равна $kT_0 П_{эф}$. Следовательно, можно записать $Ш = 1 + P'_{ш.соб}/kT_0 П_{эф}$. В активных проводимостях (сопротивлениях) шумовая мощность согласно формуле (4-58) пропорциональна квадратам приложенных напряжений или протекающих по ним токов. Поэтому формулу для коэффициента шума можно переписать в виде

$$Ш = \overline{U^2_{шΣ}} / \overline{U^2_{ш.с}} = \overline{I^2_{шΣ}} / \overline{I^2_{ш.с}}. \quad (4\text{-}61)$$

При этом напряжения и токи должны браться на выходе или на входе (после соответствующего пересчета) четырехполюсника.

П а с с и в н ы м называется четырехполюсник, в котором отсутствуют усилительные активные элементы. В этом случае $K_P < 1$, так как часть входной мощности тратится на активном сопротивлении потерь. Для такого четырехполюсника в режиме согласования согласно уравнению (4-58) $P_{шΣ} = kT_0 П_{эф}$. Тогда на основании выражения (4-59)

получим:

$$Ш = kT_0П_{эф}/kT_0П_{эф}K_P = 1/K_P > 1. \quad (4\text{-}62)$$

Пассивный идеальный четырехполюсник не имеет потерь. Для него $K_P = 1$ и $Ш = 1$.

При известном значении коэффициента шума выражение (4-60) позволяет определить собственные шумы четырехполюсника:

$$P_{ш.соб} = (Ш - 1)\, kT_0П_{эф}K_P. \quad (4\text{-}63)$$

Воспользовавшись этим соотношением, легко определить коэффициент шума нескольких последовательно включенных четырехполюсников (каскадов). Предположим, что имеются три каскада, обладающих параметрами K_{P1}, $Ш_1$; K_{P2}, $Ш_2$; K_{P3}, $Ш_3$. Все каскады находятся в режиме согласования. Их полосы пропускания одинаковы, а характеристики избирательности имеют форму прямоугольника. Тогда мощность шумов на выходе схемы от источника сигнала $P_{ш.с.вых} = kT_0П_{эф}K_{P1}K_{P2}K_{P3}$. Согласно формуле (4-63) мощность шумов первого каскада на выходе схемы $P_{ш1вых} = (Ш_1 - 1)kT_0П_{эф}K_{P1}K_{P2}K_{P3}$. Аналогично для второго и третьего каскадов будем иметь: $P_{ш2вых} = (Ш_2 - 1)kT_0П_{эф}K_{P2}K_{P3}$ и $P_{ш3вых} = (Ш_3 - 1)kT_0П_{эф}K_{P3}$.

Используя формулу (4-56), получаем:

$$Ш_{1,2,3} = \frac{P_{ш.с.вых} + P_{ш1вых} + P_{ш2вых} + P_{ш3вых}}{P_{ш.с.вых}}.$$

Подставляя сюда значения соответствующих мощностей, находим:

$$Ш_{1,2,3} = Ш_1 + \frac{Ш_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{Ш_3 - 1}{K_{P1}K_{P2}}. \quad (4\text{-}64)$$

Если каскадов будет n, формула примет вид:

$$Ш_{1 \ldots n} = Ш_1 + \frac{Ш_2 - 1}{K_{P1}} + \ldots + \frac{Ш_n - 1}{K_{P1} \ldots K_{P(n-1)}}. \quad (4\text{-}65)$$

Знаменатели последующих слагаемых в формуле (4-65) увеличиваются. Поэтому наибольший удельный вес в общих шумах схемы имеют обычно первые два-три каскада. Следовательно, для снижения уровня шума многокаскадной схемы (приемника) в первую очередь необходимо уменьшать коэффициент шума первых двух каскадов и увеличивать их коэффициенты усиления по мощности.

Введем в формуле (4-63) обозначение $T_э = (Ш - 1)T_0$. Тогда $P_{ш.соб} = kT_эП_{эф}K_P$.

Температуру $T_э$ принято называть *эффективной шумовой температурой четырехполюсника* (каскада). Она равняется температуре, до которой следует нагреть резистор, включенный в режиме согласования на входе нешумящего четырехполюсника, чтобы на его выходе получить шумовую мощность реального четырехполюсника.

С учетом сказанного из формулы (4-64) легко получить выражение для эффективной шумовой температуры многокаскадной схемы:

$$T_{э1,2,3} = T_1 + T_2/K_{P1} + T_3/K_{P1}K_{P2}.$$

4-5. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Детектор является нелинейным элементом и к нему не применим принцип суперпозиции. Коэффициент передачи детектора для сигнала и шума неодинаков, поэтому его шумовые свойства нельзя характеризовать с помощью формул для коэффициента шума, выведенных в § 4-4. Преобразователь частоты в общем случае также является нелинейным каскадом. Но при малом уровне сигнала и шума на входе преобразователя в первом приближении его можно считать линейным элементом. На основании сказанного каскады, стоящие до детектора, принято называть линейной частью приемника. К ней полностью применимы выведенные в § 4-4 формулы для коэффициента шума. Поэтому для определения чувствительности представим вход радиоприемного устройства тремя элементами: антенной (А), фидером (Ф), соединяющим антенну со входом приемника, и линейной частью (ЛЧ) приемника [каскадами до детектора (рис. 4-13)]. Коэффициент передачи фидера по мощности обозначим через $K_{Pф}$, а соответствующие параметры линейной части — через K_P и $Ш$. Пусть на выходе линейной части приемника требуется иметь отношение мощности сигнала $P_с$ к мощности шумов $P_ш$

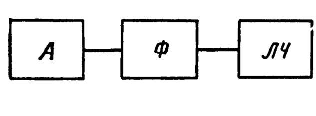


Рис. 4-13.

$$\left.\frac{P_с}{P_ш}\right|_{вых} = \gamma. \qquad (4\text{-}66)$$

При согласовании выхода антенны и фидера согласно выражениям (4-58) и (4-41) к последнему будет подводиться шумовая мощность

$$P_{шА} = kt_А T_0 П_{эф}. \qquad (4\text{-}67)$$

С учетом выражений (4-62), (4-63) шумовая мощность, передаваемая фидером (пассивным четырехполюсником) на вход приемника в режиме согласования

$$P_{ш.ф} = kT_0 П_{эф} (Ш_ф - 1) K_{Pф} = kT_0 П_{эф} (1 - K_{Pф}).$$

Выходная мощность шума линейной части приемника определится из выражения (4-63):

$$P_{ш.л.ч} = kT_0 П_{эф} (Ш - 1) K_P.$$

Полная мощность шума на выходе линейной части приемника

$$P_{ш.вых} = P_{шА} K_{Pф} K_P + P_{ш.ф} K_P + P_{ш.л.ч}.$$

Подставляя сюда записанные ранее значения мощностей, получаем:

$$P_{ш.вых} = kT_0 П_{эф} [K_{Pф} (t_А - 1) + Ш] K_P \qquad (4\text{-}68)$$

С учетом выражения (4-66) мощность сигнала на выходе линейной части приемника

$$P_{с.вых} = \gamma P_{ш.вых} = P_{А0} K_{Pф} K_P, \qquad (4\text{-}69)$$

где P_{A0} — мощность сигнала, передаваемая из антенны на вход фидера, соответствующая чувствительности радиоприемного устройства. Из выражений (4-69) и (4-68) находим чувствительность радиоприемного устройства по мощности:

$$P_{A0}=\gamma P_{ш.\,вых}/K_{Pф}K_P=kT_0\Pi_{эф}\gamma\,(t_A-1+Ш/K_{Pф}). \qquad (4\text{-}70)$$

Для заданных параметров антенны и фидера требуемый коэффициент шума линейной части приемника должен удовлетворять неравенству

$$Ш_{тр}\leqslant K_{Pф}\,(P_{A0}/kT_0\Pi_{эф}\gamma-t_A+1). \qquad (4\text{-}71)$$

Из полученных уравнений видно, что повысить чувствительность радиоприемного устройства можно за счет увеличения коэффициента передачи фидера. Это легче выполнить при малой его длине. Поэтому иногда первые каскады приемника выделяют в специальный блок, который размещают непосредственно у антенны. Так поступают, например, для обеспечения дальнего приема телевидения.

Способствует повышению чувствительности снижение коэффициента шума приемника, сужение его эффективной полосы пропускания, а также снижение относительной шумовой температуры антенны за счет сужения ее диаграммы направленности.

Если активное сопротивление антенны равно r_A, то в режиме согласования чувствительность радиоприемного устройства по напряжению можно определить на основании выражения (4-70):

$$E_{A0}=\sqrt{4kT_0r_A\Pi_{эф}\gamma\,(t_A-1+Ш/K_{Pф})}. \qquad (4\text{-}72)$$

Обозначив через $T_ш$ шумовую температуру радиоприемного устройства $T_ш=T_A+T_0\,(Ш/K_{Pф}-1)$, формулы (4-70) и (4-72) можно переписать в виде

$$P_{A0}=kT_ш\Pi_{эф}\gamma;\quad E_{A0}=\sqrt{4kT_ш\Pi_{эф}r_A\gamma}.$$

Из уравнения (4-70) следует, что при $t_A\gg Ш/K_{Pф}-1$ чувствительность радиоприемного устройства мало зависит от значений $Ш$ и $K_{Pф}$. В этом случае она определяется в основном шумами, воспринимаемыми антенной, и мало зависит от шумов фидера и приемника. Если же $t_A\ll Ш/K_{Pф}-1$, то чувствительность устройства в значительной степени зависит от шумов фидера и приемника ($Ш$ и $K_{Pф}$).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каковы основные элементы усилительного каскада?
2. В чем заключается роль транзистора и лампы в усилительном каскаде?
3. Каковы основные схемы включения электронных приборов в усилительных каскадах и их характерные особенности?
4. Нарисуйте эквивалентную усилительную схему транзистора и лампы. Как связаны параметры этой схемы с параметрами транзистора и лампы?

5. Как зависят параметры эквивалентной схемы транзистора и лампы от частоты?

6. Каковы причины генерации шумового напряжения в резисторе? Чем определяется это напряжение?

7. Дайте определение эффективной полосы пропускания резонансной системы.

8. Какими параметрами параллельного колебательного контура определяется его шумовое напряжение?

9. Нарисуйте эквивалентные шумовые схемы резистора с генераторами тока и напряжения. Докажите их равнозначность.

10. Дайте определение эффективной температуры? Чему она равна для двух параллельно и последовательно включенных резисторов?

11. Какими параметрами и как оценивается шум приемной антенны?

12. Каковы причины шума транзистора? Чем он определяется?

13. Каковы причины шума лампы? Какими параметрами лампы он определяется?

14. Нарисуйте эквивалентную шумовую схему электронной лампы.

15. Дайте определение коэффициента шума четырехполюсника. Какими математическими формулами он определяется?

16. Чему равна мощность шума резистора, передаваемая в нагрузку при согласовании?

17. Какова связь между коэффициентами шума многокаскадной схемы и составляющих ее каскадов?

18. Какова зависимость чувствительности радиоприемного устройства от параметров его элементов?

19. Можно ли получить в двухкаскадном усилителе с идентичными каскадами коэффициент шума меньше, чем коэффициент шума одного каскада? Если нельзя, то почему?

ЗАДАЧИ

4-1. Чему равны эффективная температура и среднеквадратическое (действующее) значение шумового напряжения трех последовательно включенных резисторов $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 20$ кОм, $R_3 = 30$ кОм в эффективной полосе пропускания 10 кГц, если их температуры соответственно равны 290, 400 и 500 К?

Ответ: 432 К; 3,8 мкВ.

4-2. Чему равна эффективная полоса пропускания параллельного колебательного контура, имеющего эквивалентное затухание 0,02, емкость 250 пФ и индуктивность 10 мГ?

Ответ: 31,4 кГц.

4-3. Чему равно действующее значение шумового напряжения контура, параметры которого приведены в задаче 4-2?

Ответ: 4 мкВ.

4-4. Каково действующее значение шумового напряжения в эффективной полосе пропускания 10 кГц на выходе приемной антенны, имеющей следующие параметры: сопротивление потерь 30 Ом, сопротивление излучения 90 Ом, эффективная температура сопротивления излучения 500 К, температура окружающей среды 300 К?

Ответ: 0,17 мкВ.

4-5. Каков должен быть коэффициент усиления каскада по мощности, имеющего коэффициент шума 2, чтобы присоединение второго такого же каскада увеличивало коэффициент шума на 10%?

Ответ: 10.

4-6. Усилительный каскад может иметь максимальное усиление по мощности 20 дБ. При выполнении какого условия добавление второго аналогичного каскада (для увеличения усиления) позволит иметь коэффициент шума всего усилителя не более *Ш*?

Ответ: если коэффициент шума каскада менее $\frac{10 Ш + 1}{11}$.

ГЛАВА 5

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

5-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Приемники одного типа могут эксплуатироваться с различными внешними антеннами. Параметры антенны существенно зависят от частоты. Поэтому влияние различных антенн и даже одной антенны на элементы приемника в диапазоне частот может изменяться. Для того чтобы это влияние не приводило к недопустимому изменению характеристик приемника, применяется входная цепь (ВЦ). Она должна наилучшим образом пропускать полезный сигнал и наиболее сильно ослаблять остальные — мешающие сигналы. Эта задача наиболее просто решается применением резонансных систем, настраиваемых на частоту полезного сигнала. Чем лучше частотная избирательность ВЦ, тем сильнее будут ослабляться мешающие сигналы.

В соответствии со сказанным ВЦ оценивается следующими основными электрическими характеристиками.

Резонансный коэффициент передачи* ВЦ определяется отношением амплитуды напряжения полезного сигнала U_{1m} на входе первого электронного прибора приемника к э. д. с. этого же сигнала $E_А$, созданного в антенне, при настройке резонансной системы ВЦ на частоту полезного сигнала

$$K_{в.ц}=U_{1m}/E_А. \quad (5\text{-}1)$$

Чем больше коэффициент передачи и чем меньше он изменяется при работе в диапазоне частот, тем лучше ВЦ.

Избирательность ВЦ полностью зависит от формы и ширины ее кривой избирательности. Чем ближе ширина кривой избирательности к ширине спектра (она, естественно, не должна быть уже спектра) принимаемых сигналов, а ее форма к форме прямоугольника, тем лучше избирательность ВЦ. Количественно избирательность ВЦ оценивается ослаблением как соседнего, так и зеркального каналов при заданной расстройке (см. § 1-2), а также ослаблением по отношению к промежуточной частоте.

Диапазон рабочих частот ВЦ должен соответствовать аналогичному параметру приемника.

Расстройка колебательных контуров ВЦ антенной не должна превышать допустимых пределов (обычно

---

* Для сокращения в дальнейшем резонансный коэффициент передачи будем называть просто коэффициентом передачи.

половины полосы пропускания ВЦ). Если она будет больше, то это ухудшит качество приема сигнала.

В дальнейшем будет показано, что указанные характеристики взаимозависимы, что не позволяет произвольно задавать количественные критерии по каждой из них.

К конструктивно-эксплуатационным характеристикам ВЦ относят простоту схемы (число колебательных контуров) и удобство управления (число ручек управления), а также ее надежность в работе. В современных приемниках колебательные контуры ВЦ обычно настраивают одной, общей для всех других перестраиваемых контуров, ручкой.

Классифицируют ВЦ по следующим признакам: по числу колебательных контуров — одноконтурные, двухконтурные и многоконтурные; в зависимости от вида связи с антенной — с емкостной (внутренней или внешней), с автотрансформаторной и трансформаторной (индуктивной) связью. В зависимости от назначения приемника ВЦ выполняются с постоянной или фиксированной (телевизионные приемники), а также с переменной (радиовещательные приемники) настройкой.

В большинстве современных приемников применяются одноконтурные ВЦ. Двухконтурные и многоконтурные ВЦ используются в тех случаях, когда нужно иметь весьма хорошую избирательность приемника (например, в приемниках магистральной радиосвязи или радислюбительской связи декаметрового диапазона волн).

5-2. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ОДИНОЧНОГО И ДВУХ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

Одиночный колебательный контур. Основные сведения об одиночном колебательном контуре приведены в § 4-3. Для упрощения сравнительной оценки преобразуем уравнение обобщенной резонансной кривой (4-25) и представим его в следующей форме:

$$d=\sqrt{1+\xi^2}. \qquad (5\text{-}2)$$

На рис. 5-1 кривой *1* представлена лишь правая ветвь этого уравнения, поскольку обобщенная кривая избирательности симметрична относительно оси ординат. Пользуясь уравнением (5-2), можно решать все задачи об оценке избирательных свойств одиночного колебательного контура.

Пример 5-1. Определить ослабление, которое дает одиночный колебательный контур, имеющий собственную частоту 9,7 МГц (31-метровый диапазон) и эквивалентное затухание 0,02, при следующих расстройках: 10 кГц (стандартная расстройка соседнего канала при оценке радиовещательных приемников) и 200 кГц.

Определяем обобщенную расстройку для 10 кГц по формуле (4-19):

$$\xi_{10}=\frac{1}{0{,}02}\left(\frac{9700+10}{9700}-\frac{9700}{9700+10}\right)=0{,}1.$$

Аналогично для расстройки 200 кГц получим $\xi_{200} = 2$. По формуле (5-2) или кривой *1* (рис. 5-1) находим соответствующие ослабления: $d_{10} = 1{,}01$ и $d_{200} = 2{,}25$.

Из полученных данных следует, что одиночный колебательный контур в декаметровом диапазоне волн практически не дает ослабления соседнего канала. Это подтверждает сказанное в § 1-3 о невозможности

обеспечить хорошую избирательность приемника прямого усиления в декаметровом и более коротковолновых диапазонах волн. Даже при большой расстройке 200 кГц получается весьма малое ослабление.

Пример 5-2. Решить пример 5-1, для расстройки 10 кГц при собственной частоте колебательного контура 465 кГц (стандартная промежуточная частота радиовещательных приемников).

По формуле (4-19) вычисляем:

$$\xi = \frac{1}{0{,}02}\left(\frac{465+10}{465} - \frac{465}{465+10}\right) = 2{,}2.$$

Согласно уравнению (5-2) или кривой *1* (рис. 5-1) это соответствует ослаблению $d_{10} = 2{,}42$ (тоже сравнительно небольшому).

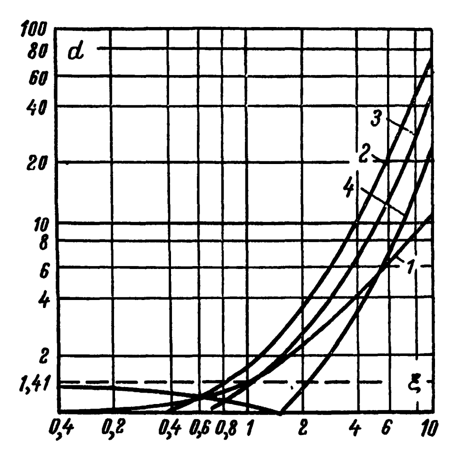


Рис. 5-1.

Из уравнения (5-2) следуют два весьма важных для практики вывода. П е р в ы й вывод: ослаблению $d = 1{,}41$, при котором определяется полоса пропускания резонансных систем, для одиночного контура соответствует обобщенная расстройка $\xi = 1$. При $\Delta f < 0{,}25 f_0$ (или $\xi < 0{,}5/\delta_э$) уравнение (4-19) с погрешностью менее 10% можно заменить более простым

$$\xi \approx 2\Delta f / f_0 \delta_э. \tag{5-3}$$

Отсюда следует, что при $\xi = 1$ полоса пропускания, определяемая как удвоенная расстройка, $\Pi = \delta_э f_0$. Это совпадает с приведенной ранее формулой (4-28).

В т о р о й вывод: если $\xi > 3$, то для одиночного колебательного контура с погрешностью менее 10% можно считать

$$d \approx \xi. \tag{5-4}$$

Иначе говоря, при этих условиях уравнение обобщенной кривой избирательности соответствует прямой линии.

Пример 5-3. Вычислить эквивалентное затухание колебательного контура, при котором он обеспечит ослабление 20 дБ для расстройки 30 кГц, если его собственная частота 200 кГц.

Логарифмическая оценка ослабления в децибелах (дБ) производится по формуле

$$d,\ дБ = 20 \lg d. \tag{5-5}$$

В нашем случае $\lg d = d$, дБ/20 = 20/20 = 1. Десятичному логарифму, равному единице, как известно, соответствует число $d = 10$.

Используя уравнение (5-4), можно приближенно считать, что $\xi = d = 10$. В нашем случае $0{,}25 f_0 = 0{,}25 \cdot 200 = 50$ кГц, что больше заданной расстройки, поэтому вместо формулы (4-19) можно применить

упрощенное уравнение (5-3). Из него следует, что $\delta_э = \frac{2 \cdot 30}{10 \cdot 200} = 0{,}03$, что конструктивно осуществимо.

Два связанных колебательных контура. Системы из двух и более связанных колебательных контуров, настроенных в резонанс, называют полосовыми фильтрами, поскольку их резонансная кривая ближе к прямоугольнику, чем у одиночного колебательного контура. На рис. 5-2 показаны две схемы каскадов, нагрузкой которых служат

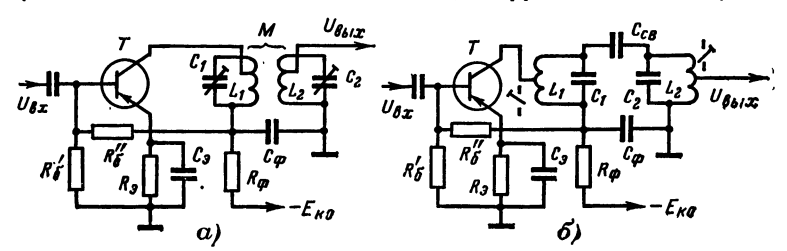


Рис. 5-2.

два связанных колебательных контура. В одном случае (рис. 5-2, *а*) связь между контурами трансформаторная, а в другом (рис. 5-2, *б*) — внешнеемкостная.

Если форма резонансной кривой одиночного колебательного контура не зависит от его параметров (от затухания зависит только ширина кривой), то форма резонансной кривой двухконтурных фильтров существенно зависит от параметра связи

$$\eta = k/\delta_э, \tag{5-6}$$

где k — коэффициент связи между контурами [3, 15]. В случае трансформаторной связи при идентичных контурах

$$k = M/L, \tag{5-7}$$

а для внешнеемкостной

$$k = C_{св}/C. \tag{5-8}$$

Для идентичных колебательных контуров при изменении η от нуля до единицы резонансная кривая сохраняется одногорбой, но меняет свою форму. У нее увеличивается крутизна боковых ветвей и становится более плоской вершина, т. е. она как бы приближается к прямоугольнику. При $\eta = 1$ коэффициент связи $k = k_{кр} = \delta_э$. Такое значение коэффициента связи называют критическим, так как вершина резонансной кривой становится плоской в пределах очень маленьких расстроек. Если же $\eta > 1$, то резонансная кривая фильтра становится двугорбой. На средней частоте появляется провал. С ростом значения η он углубляется, крутизна боковых скатов еще больше возрастает, а расстояние между горбами (максимумами) увеличивается. Резонансная кривая еще больше приближается по своей форме к прямоугольнику. Провал достигает уровня 0,7 от максимумов (уровень отсчета полосы пропускания) при значении параметра связи $\eta = 2{,}41 = \eta_{пред}$, называемым предельным.

Применительно к многоконтурным резонансным системам сравнение их избирательных свойств оказалось удобным производить по так

называемому коэффициенту прямоугольности резонансной кривой

$$K_{\Pi d} = 2\Delta f_d / \Pi, \quad (5\text{-}9)$$

где Δf_d — расстройка на уровне заданного отсчета d.

Чем ближе $K_{\Pi d}$ к единице, тем «прямоугольнее» резонансная кривая и, следовательно, лучше избирательные свойства системы. Чаще всего для коэффициента прямоугольности уровни отсчета берут равными 10 (20 дБ) или 100 (40 дБ).

В табл. 5-1 приведены значения коэффициентов прямоугольности для различных избирательных систем. Согласно таблице для одиночного колебательного контура $K_{\Pi_{10}} = 10$ и $K_{\Pi_{100}} = 100$, а для двух связанных колебательных контуров при критической связи эти коэффициенты равны соответственно 3,2 и 10. Следовательно, при одинаковой полосе пропускания резонансная кривая двух связанных колебательных контуров у́же резонансной кривой одиночного колебательного контура для ослаблений $d = 100$ в 10 раз. Вот почему в тракте промежуточной частоты, как правило, применяют связанные, а не одиночные колебательные контуры.

Поскольку форма резонансной кривой двух связанных колебательных контуров зависит от параметра связи, то вместо одной кривой (как у одиночного колебательного контура) для них существует семейство обобщенных резонансных кривых или кривых избирательности.

Для $\eta \leqslant 1$ уравнение обобщенной кривой избирательности имеет вид:

$$d = \frac{\sqrt{(1+\eta^2-\xi^2)^2+4\xi^2}}{1+\eta^2}, \quad (5\text{-}10)$$

а при $\eta \geqslant 1$

$$d = \frac{\sqrt{(1+\eta^2-\xi^2)^2+4\xi^2}}{2\eta}. \quad (5\text{-}11)$$

Значениям $\eta = 0{,}5$; 1 и 2 соответствуют кривые *2*, *3*, *4* на рис. 5-1.

Полоса пропускания двухконтурного фильтра с идентичными колебательными контурами при критической связи определяется уравнением

$$\Pi = 1{,}41\delta_э f_0. \quad (5\text{-}12)$$

Такой полосе пропускания согласно уравнению (5-10) соответствует расстройка $\xi_\Pi = 1{,}41$.

Если $\xi > 4$, то с погрешностью менее 10% уравнения (5-10) и (5-11) можно заменить упрощенными формулами

$$d \approx \xi^2/1+\eta^2 \quad \text{для} \quad \eta \leqslant 1$$

и

$$d = \xi^2/2\eta \quad \text{для} \quad \eta \geqslant 1. \quad (5\text{-}13)$$

Иначе говоря, для $\xi > 4$, обобщенная кривая избирательности двухконтурного фильтра является параболой.

Достаточно наглядно можно оценить избирательные свойства различных систем, если пользоваться приведенными обобщенными кривыми, которые пересекаются в точке с ослаблением $d = 1{,}41$, соответствующим уровню отсчета полосы пропускания. На рис. 5-3 приведены такие характеристики. Здесь масштаб по оси абсцисс взят в относитель-

Таблица 5-1

Тип избирательной системы		Число избирательных систем n: 1	2	3	4	5	6
Одиночный резонансный контур	$K_{П10}$	10	4,8	3,75	3,4	3,2	3,1
	$K_{П100}$	100	16	9	7	6,1	5,6
	$K_{П1000}$	1000	49	20	13	10	8,6
	$\Psi_1(n)$	1	1,56	1,96	2,3	2,58	2,89
	$\theta_1(n)$	2,22	1,64	1,34	1,21	1,18	1,13
Расстроенные пары при критической начальной расстройке	$K_{П10}$		3,2		2,2		1,95
	$K_{П100}$		10		4		3
	$K_{П1000}$		32		7		4,4
	$\Psi_2(n)$		0,71		0,88		0,98
	$\theta_2(n)$		6,76		6,8		7,3
Два связанных контура при критической связи	$K_{П10}$	3,2	2,2	1,95	1,85	1,78	1,76
	$K_{П100}$	10	4	3	2,7	2,5	2,4
	$K_{П1000}$	32	7	4,4	3,6	3,2	3
	$\Psi_3(n)$	0,71	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22
	$\theta_3(n)$	2,06	1,93	1,89	1,73	1,69	1,68
Фильтр сосредоточенной избирательности при контурах 4	$K_{П100}$	2,2	1,3				
	$K_{П1000}$	3,7	1,7				
	$\Psi_4(n)$	2,82	2,6				
Фильтр сосредоточенной избирательности при контурах 5	$K_{П100}$	1,8	1,2				
	$K_{П1000}$	2,7	1,5				
	$\Psi_4(n)$	2,82	2,6				

Примечание. Фильтры сосредоточенной избирательности обеспечивают приведенные в данной таблице коэффициенты прямоугольности резонансной кривой лишь в тех случаях, когда эквивалентное затухание их контуров (резонаторов) удовлетворяет неравенству $\delta_э \leqslant П_ф/2\sqrt{2} f_{пр}$.

ных долях полосы пропускания $2\Delta f/П$. На рисунке сплошными линиями показаны обобщенные кривые, соответствующие резонансному усилителю с числом каскадов, равным номеру кривой. Штриховые линии отображают аналогичные зависимости усилителя с двумя связанными контурами в каждом каскаде при критической связи между контурами. Штрихпунктирная линия характеризует один каскад с четырехконтурным фильтром сосредоточенной избирательности. Его схема приведена на рис. 7-2, а принцип построения описан в § 7-2.

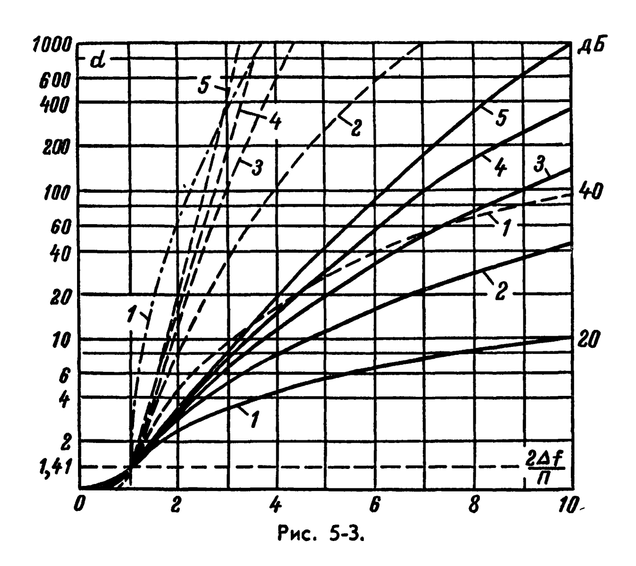


Рис. 5-3.

Пример 5-4. Определить, во сколько раз для расстройки, равной полосе пропускания, ослабление, обеспечиваемое связанными контурами при критической связи, больше ослабления, создаваемого одиночным колебательным контуром.

Для одиночного колебательного контура уровню отсчета полосы пропускания согласно уравнению (5-2) соответствует $\xi_П = 1$. Следовательно, расстройке, равной полосе пропускания, будет соответствовать обобщенная расстройка $\xi = 2$. При такой расстройке из уравнения (5-2) находим $d_1 = \sqrt{1+2^2} = 2{,}2$.

Для двух связанных колебательных контуров при $\eta = 1$ согласно уравнению (5-10) уровню отсчета полосы пропускания ($d = 1{,}41$) соответствует $\xi_П = 1{,}41$. Поэтому расстройке, равной полосе пропускания, будет соответствовать обобщенная расстройка $\xi = 2{,}82$, для которой из уравнения (5-10) получаем $d_2 = 0{,}5\sqrt{(1+1^2-2{,}82^2)+ 4\cdot 2{,}82^2} = 4{,}1$.

Окончательно имеем $d_2/d_1 = 4{,}1/2{,}2 = 1{,}9$, т. е. ослабление фильтра при данной расстройке почти в два раза больше, чем у одиночного колебательного контура.

Пример 5-5. Определить, во сколько раз при расстройке 10 кГц ослабление двухконтурного фильтра с $\eta = 1$ больше, чем у одиночного

колебательного контура, если их резонансные частоты $f_0 = 465$ кГц, а эквивалентное затухание контуров $\delta_э = 0{,}015$.

Поскольку $\Delta f/f_0 = 10/465 < 0{,}25$, то для расчета обобщенной расстройки воспользуемся формулой (5-3):

$$\xi = \frac{2 \cdot 10}{465 \cdot 0{,}015} = 2{,}9.$$

Согласно формуле (5-2) для одиночного колебательного контура $d_1 = \sqrt{1 + 2{,}9^2} = 3$, а для фильтра в соответствии с формулой (5-10) $d_2 = 0{,}5\sqrt{(1 + 1^2 - 2{,}9^2)^2 + 4 \cdot 2{,}9^2} = 8{,}6$. Следовательно, ослабление, создаваемое фильтром, в три раза больше, чем создаваемое одиночным колебательным контуром.

Пример 5-6. Определить ослабление, которое будет при расстройке 30 кГц для данных примера 5-5.

Поскольку $\Delta f/f_0 = 2 \cdot 30/465 < 0{,}25$, то согласно формуле (5-3)

$$\xi = \frac{2 \cdot 30}{465 \cdot 0{,}015} = 8{,}7.$$

Так как $\xi > 4$, то воспользуемся упрощенными формулами. Для одиночного колебательного контура согласно уравнению (5-4) $d_1 \approx 8{,}7$, а для фильтра на основании уравнения (5-13) $d_2 \approx 0{,}5 \cdot 8{,}7^2 = 37{,}6$. Таким образом, фильтр обеспечит ослабление в 4,3 раза больше, чем одиночный колебательный контур.

Данные примеров 5-5 и 5-6 подтверждают существенные различия в форме обобщенных кривых избирательности фильтра и одиночного колебательного контура при больших расстройках, которые следуют из сравнения формул (5-13) и (5-4).

5-3. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ОДНОКОНТУРНЫХ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ НЕМАГНИТНЫХ АНТЕННАХ

В подавляющем большинстве приемников с переменной настройкой (радиовещательных и связных) ВЦ выполняются одноконтурными с целью уменьшения числа колебательных контуров с переменной настройкой. Широко применяются такие ВЦ и в приемниках с постоянной настройкой, к избирательности которых не предъявляется особо высоких требований, например в телевизионных. На рис. 5-4 приведены основные схемы одноконтурных ВЦ. Они отличаются видом связи колебательного контура с антенной, что и определяет их название: *а* — с внешнеемкостной связью; *б* — с трансформаторной связью; *в* — с автотрансформаторной связью, *г* — с трансформаторно-емкостной связью. На всех схемах для общности показано автотрансформаторное включение к колебательному контуру входа первого электронного прибора, который представлен входной емкостью $C_{вх}$ и входной проводимостью $g_{вх}$. Такое включение позволяет выбрать связь между контуром и входом электронного прибора, обеспечивающую необходимые характеристики ВЦ. Но для этой же цели может применяться трансформаторная связь или связь с емкостным делителем (см. рис. 6-1, *а*, *б*). Конденсатором переменной емкости C настраивают колебательный контур на частоту сигнала в процессе эксплуатации, а под-

строечным конденсатором $C_п$ пользуются при налаживании приемника для обеспечения нужных границ рабочих частот ВЦ.

Представим, что между клеммой антенны и шасси каждой из схем (рис. 5-4) подключена эквивалентная схема приемной антенны (см. рис. 2-1, *а*). С учетом сказанного любая из ВЦ, показанных на рис. 5-4, будет являться системой из двух связанных колебательных контуров. Первый из них состоит из элементов антенной цепи и элементов связи антенны с входным контуром, а второй является собственно контуром ВЦ с учетом подключения к нему входа первого электронного прибора приемника, т. е. $C_{вх}$ и $g_{вх}$. Это особенно характерно для ВЦ с трансформаторной связью. Для нее первый контур состоит из последовательно включенных $L_А$, $C_А$, $R_А$ и $L_{св}$. Кроме того, в первый контур включен генератор э. д. с. $E_А$, отображающий воздействие электромагнитного поля полезного сигнала на антенну.

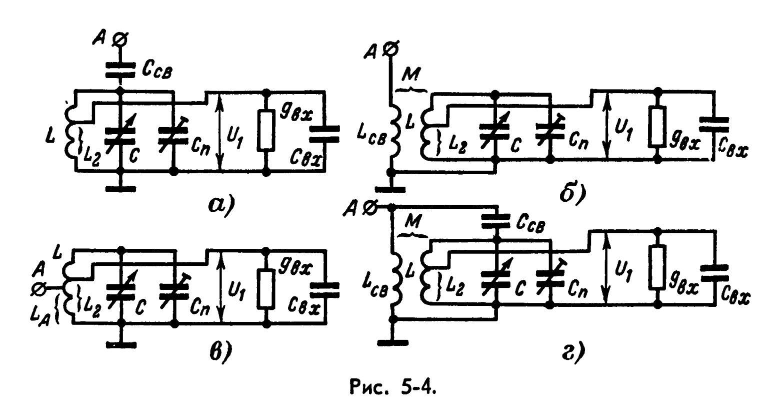


Рис. 5-4.

В § 4-3 было показано, что эквивалентная схема двухполюсной активной цепи с генератором напряжения (см. рис. 4-8, *а*) полностью равноценна схеме с генератором тока (см. рис. 4-8, *б*). Эквивалентная схема антенны (см. рис. 2-1, *а*) также является активным двухполюсником, т. е. двухполюсником, имеющим источник энергии — генератор э. д. с. $E_А$. Поэтому ей будет равноценна эквивалентная схема с генератором тока (см. рис. 2-1, *б*). Если полное сопротивление антенны в схеме, показанной на рис. 2-1, *а*, $Z_А = R_А + (j\omega L_А - 1/j\omega C_А) = R_А + jX_А$, то параметры схемы, показанной на рис. 2-1, *б*, будут: $Y_А = 1/Z_А = g_А + jb_А$ и $\dot{I}_А = \dot{E}_А/Z_А = \dot{E}_А Y_А$.

Для составления эквивалентной схемы ВЦ отнесем реальный элемент связи антенны с колебательным контуром к антенне. Справедливость этого очевидна из рис. 5-4, *а* и *б*, так как элементы $C_{св}$ и $L_{св}$ будут включены последовательно с элементами эквивалентной схемы антенны, мысленно подключенной к зажимам антенна — шасси. Параметры антенны с учетом элемента связи в отличие от ее собственных параметров будем отличать штрихом. Сопротивление элемента связи обозначим символом $Z_{св}$. Для рис. 5-4, *а* $Z_{св} = 1/j\omega C_{св}$, а для рис. 5-4, *б* $Z_{св} = r_{св} + j\omega L_{св}$. В схеме с автотрансформаторной связью элементом связи служит часть контурной катушки $L_А$, поэтому $Z_{св} = r_{L_А} + j\omega L_А$.

На основании сказанного полное сопротивление антенной цепи

$$Z'_A = Z_A + Z_{св} = R_A + r_{св} + j(X_A + X_{св}) = r'_A + jX'_A. \quad (5\text{-}14)$$

Таким образом, с учетом элемента связи согласно выражению (5-14) ток генератора эквивалентной схемы антенной цепи

$$I'_A = \dot{E}_A / Z'_A = \dot{E}_A Y'_A, \quad (5\text{-}15)$$

а его выходная проводимость

$$Y'_A = 1/Z'_A = g'_A + jb'_A = r'_A/(Z'_A)^2 - jX'_A/(Z'_A)^2. \quad (5\text{-}16)$$

При любом виде связи колебательного контура с антенной для оценки коэффициента передачи и эквивалентного затухания колебательного контура, определяющего избирательность ВЦ, важно знать степень (силу) связи, которая существенно определяет основные характеристики ВЦ. Поэтому в общем случае можно эквивалентной схемой представить

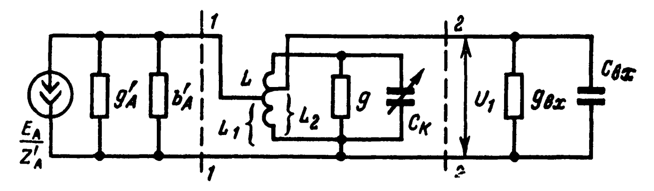


Рис. 5-5.

любой вид связи колебательного контура с антенной. Воспользуемся для последующего анализа эквивалентом антенны с генератором тока (см. рис. 2-1, *б*) при автотрансформаторной связи колебательного контура как со входом первого электронного прибора, так и с антенной. Такая схема изображена на рис. 5-5. Здесь емкость колебательного контура

$$C_к = C + C_п + C_{кат}, \quad (5\text{-}17)$$

где $C_{кат}$ — собственная емкость контурной катушки, а активная резонансная проводимость колебательного контура

$$g = \delta/\rho. \quad (5\text{-}18)$$

Левее штриховой линии *1—1* показаны элементы антенной цепи, подсоединенной к части контурной катушки L_1. В этом случае согласно теории радиотехнических цепей коэффициент включения в первом приближении определяется уравнением [15]

$$p_1 \approx L_1/L \quad (5\text{-}19)$$

и характеризует степень связи антенной цепи с контуром. Численно он равен отношению напряжения на части контурной катушки L_1 к напряжению на всей контурной катушке. Действительно, если ток сигнала в контуре (и в катушке) I, а его частота ω, то напряжение сигнала на части контурной катушки L_1 будет $\omega L_1 I$. На всей катушке, а следовательно, и на всем контуре напряжение сигнала $U = \omega LI$. Отношение этих напряжений и определяется формулой (5-19).

Правее линии 2—2 показаны элементы входа электронного прибора. Монтажные емкости, подключающиеся к контуру, относим ко входной емкости каскада $C_{вх}$. Все эти элементы подключены к части контурной катушки L_2 с коэффициентом включения

$$p_2 \approx L_2/L. \tag{5-20}$$

Коэффициент включения p_2 равен отношению напряжения на части контурной катушки L_2, т. е. на входе электронного прибора (на выходе ВЦ), к полному напряжению контура [15].

Согласно сказанному ранее схема, представленная на рис. 5-5, является эквивалентной по отношению ко всем конкретным схемам одноконтурных ВЦ с различными видами связи контура с антенной и входом электронного прибора. Поэтому, анализируя эту схему, выясним общие свойства одноконтурных ВЦ. Внешние для контура реактивные проводимости и емкости $b'_А$ и $C_{вх}$ вносят в контур параллельно подключенные к нему реактивные составляющие

$$b''_А = p_1^2 b'_А; \tag{5-21}$$

$$C''_{вх} = p_2^2 C_{вх}. \tag{5-22}$$

Справедливость приведенных формул можно подтвердить на примере действия на колебательный контур внешней резистивности, равноценной его собственным потерям. Пусть на колебательном контуре (рис. 5-5) амплитуда сигнала U_m, а на его части, соответствующей индуктивности L_1, $U_{1m} = p_1 U_m$. Активная проводимость колебательного контура g определяется формулой (5-18). Эта проводимость потребляет мощность $P = 0{,}5U_m^2 g$, которая и определяет собственные потери контура. Полагая сам колебательный контур уже идеальным (без потерь $g = 0$), определим, какова должна быть проводимость g_1 резистора, который при подключении к части контурной катушки L_1 потреблял бы ту же мощность. Мощность, выделяющаяся на этом резисторе, определится уравнением $P_1 = 0{,}5U_{1m}^2 g_1$. Поскольку по условию $P = P_1$, то $0{,}5\ U_m^2 g = 0{,}5 p_1^2 U_m^2 g_1$. Следовательно, $p_1^2 g_1 = g$. Иначе говоря, неполное подключение к контуру резистора проводимостью g_1 эквивалентно подключению ко всему колебательному контуру резистора, проводимостью $g'_1 = p^2 g_1$. Поскольку емкостная проводимость $b = \omega C$, то неполному подключению к контуру конденсатора будет соответствовать подключение ко всему колебательному контуру эквивалентной емкости, равной $p^2 C$, где C — емкость подключаемого конденсатора.

Полагая $b'_А$ емкостной *, т. е. $b'_А = 1/\omega C'_А$, можно считать, что с учетом действия внешних реактивностей эквивалентная емкость колебательного контура

$$C_э = C_к + p_1^2 C'_А + p_2^2 C_{вх}. \tag{5-23}$$

Следовательно, показанную на рис. 5-5 схему можно упростить (рис. 5-6, *а*). Контур ВЦ настраивается на частоту сигнала конденсатором $C_э$ и при резонансе проводимость его будет чисто активной и равной g. Для упрощения последующих математических записей пересчитаем параметры элементов схемы ко входу электронного прибора.

---

* Если эта реактивность будет иметь индуктивный характер, то перед $b'_А$ надо поставить знак минус.

Собственная проводимость колебательного контура при этом $g' = g/p_1^2$. Активные проводимости g'_A и $g_{вх}$ вносят в колебательный контур параллельно включенные проводимости

$$g''_A = p_1^2 g'_A; \tag{5-24}$$

$$g''_{вх} = p_2^2 g_{вх}. \tag{5-25}$$

Следовательно, с учетом формулы (5-24) проводимость g'_A, пересчитанная на выход схемы, будет равна $\frac{p_1^2}{p_2^2} g'_A$, а полная активная проводи-

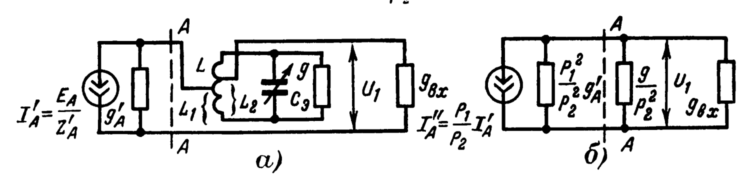


Рис. 5-6.

мость, пересчитанная к выходу схемы, определится уравнением

$$G = g_{вх} + \frac{g}{p_2^2} + \frac{p_1^2}{p_2^2} g'_A. \tag{5-26}$$

Ток генератора, пересчитанный на выход схемы,

$$I'_{A\,вых} = \frac{p_1}{p_2} I'_A. \tag{5-27}$$

С учетом выражений (5-26) и (5-27) выходное напряжение схемы согласно закону Ома запишется уравнением

$$U_1 = \frac{I'_{A\,вых}}{G} = \frac{I'_A p_1/p_2}{g_{вх} + g/p_2^2 + g'_A p_1^2/p_2^2}.$$

Воспользовавшись выражениями (5-1) и (5-15), после очевидных преобразований получим формулу резонансного коэффициента передачи:

$$K_{ов.\,ц} = \frac{p_1 p_2}{Z'_A} \frac{1}{p_1^2 g'_A + g + p_2^2 g_{вх}} = \frac{p_1 p_2}{Z'_A g_э}. \tag{5-28}$$

Здесь

$$g_э = p_1^2 g'_A + g + p_2^2 p_{вх} \tag{5-29}$$

согласно формулам (5-24) и (5-25) есть эквивалентная проводимость колебательного контура с учетом действия на него внешних активных проводимостей g'_A и $g_{вх}$.

По аналогии с выражением (5-18) эквивалентное затухание колебательного контура ВЦ

$$\delta_э = g_э \rho = \delta g\,(1 + p_1^2 g'_A/g + p_2^2 g_{вх}/g). \tag{5-30}$$

Согласно рис. 5-6, *а* избирательные свойства одноконтурной ВЦ определяются избирательностью одиночного контура с параметрами L,

$C_э$ и $\delta_э$ (на рисунке ошибочно нет соединения нижнего полюса контура с самой нижней линией рисунка). Если полагать заданными параметры антенны и электронного прибора, то избирательность одноконтурной ВЦ будет тем лучше, чем меньше коэффициенты включения p_1 и p_2. Эквивалентное затухание колебательного контура ВЦ будет всегда больше его собственного затухания и увеличивается с ростом p_1 и p_2.

При тех же условиях $K_{0в.ц}$ согласно выражению (5-28) является функцией коэффициентов включения p_1 и p_2, но эта зависимость сложная и неочевидная. Физически осуществимые значения коэффициентов включения для автотрансформаторной связи определяются неравенствами $0 \leqslant p_1 \leqslant 1$ и $0 \leqslant p_2 \leqslant 1$. Однако при $p_1 = 0$ или $p_2 = 0$ из уравнения (5-28) следует, что $K_{в.ц} = 0$. Следовательно, такие значения p_1 и p_2 неприемлемы, ибо сигнал не будет проходить через ВЦ и анализ следует вести при выполнении неравенств

$$0 < p_1 \leqslant 1 \quad \text{и} \quad 0 < p_2 \leqslant 1. \qquad (5\text{-}31)$$

В случае трансформаторной связи можно получить коэффициенты включения больше единицы.

На рис. 5-6, *б* генератор тока является источником сигнала, а проводимость $g_c = \frac{p_1^2}{p_2^2} g'_A$ есть его выходная проводимость. Энергия источника сигнала передается в нагрузку, которой служат две параллельно включенные проводимости $g/p_2^2 + g_{вх} = g_н$. Поскольку нагрузка чисто активная, то наибольшее напряжение сигнала на нагрузке будет при передаче в нее максимальной мощности. А это в соответствии со сказанным в § 4-4 имеет место при согласовании, т. е. при равенстве проводимости нагрузки и выходной проводимости источника сигнала. Следовательно, максимальное значение $K_{0в.ц}$ получится при наибольшем выходном напряжении, когда $g_c = g_н$ или $\frac{p_1^2}{p_2^2} g'_A = \frac{g}{p_2^2} + g_{вх}$. Этому равенству соответствует значение коэффициента включения при согласовании

$$p_{1c} = \sqrt{\frac{g + p_2^2 g_{вх}}{g'_A}}. \qquad (5\text{-}32)$$

Подставив выражение (5-32) в (5-28), получим максимальное значение

$$K_{0в.\,ц.\,макс} = \frac{1}{Z'_A} \frac{1}{\sqrt{g'_A (g/p_2^2 + g_{вх})}}. \qquad (5\text{-}33)$$

Отсюда видно, что $K_{0в.ц.макс}$ монотонно растет с увеличением p_2. Значит, наибольшее значение коэффициента передачи будет при $p_2 = 1$ и выполнении равенства (5-32). Из формулы (5-16) можно записать $g'_A = r'_A/(Z'_A)^2$.

Отсюда получаем $Z'_A = \sqrt{r'_A/g'_A}$ и окончательно

$$K_{0в.\,ц.\,макс.\,макс} = 1/2 \sqrt{r'_A (g + g_{вх})} = K_{0в.\,ц.\,с}. \qquad (5\text{-}34)$$

Строгий математический анализ зависимости $K_{0в.ц}$ от коэффициентов включения дает те же условия, при которых $K_{0в.ц}$ имеет наибольшее значение [3]:

$$p_2 = 1, \quad p_{1c} = \sqrt{(g + g_{вх})/g'_A}. \qquad (5\text{-}35)$$

Их принято называть условиями согласования. Из (5-34) очевидно, что в режиме согласования для увеличения $K_{0в.ц}$ выгодно уменьшать проводимость колебательного контура и применять электронный прибор с малой активной входной проводимостью. Сопротивление же антенной цепи целесообразно иметь малым. Однако последнее трудно регулировать, так как согласно выражению (5-14) оно не может быть меньше значения $r'_А$, определяемого выбранным (или заданным) типом антенны.

Подставив выражение (5-32) в (5-30), получим для режима согласования:

$$\delta_{э.с} = 2\delta\,(1 + p_2^2 g_{вх}/g). \qquad (5\text{-}36)$$

Следовательно, при согласовании эквивалентное затухание колебательного контура получается больше двух собственных, а это существенно ухудшает избирательные свойства ВЦ. При этом повышение

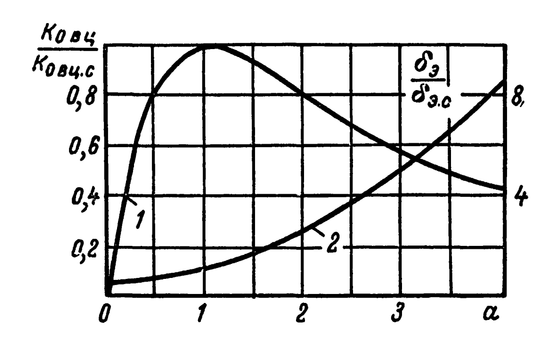


Рис. 5-7.

коэффициента включения p_2 увеличивает эквивалентное затухание. Таким образом, между стремлением получить наибольший коэффициент передачи и наилучшую избирательность ВЦ имеется противоречие.

Определим условие, при котором $K_{0в.ц}$ будет достаточно большим, а $\delta_э$ — близким к δ в случае небольшого отклонения от условий согласования. Обозначим отношение $p_1/p_{1с} = a$. Разделив выражение (5-28) на (5-34) и полагая $p_2 = 1$, получим:

$$K_{0в.ц}/K_{0в.ц.с} = 2a/(1 + a^2). \qquad (5\text{-}37)$$

Взяв отношение выражения (5-30) к (5-36), будем иметь:

$$\delta_э/\delta_{э.с} = 0{,}5\,(1 + a^2). \qquad (5\text{-}38)$$

На рис. 5-7 кривыми *1* и *2* соответственно показаны зависимости (5-37) и (5-38). Из них следует, что при изменении коэффициента включения от $0{,}5p_{1с}$ до $2p_{1с}$ коэффициент передачи уменьшается только на 20% своего наибольшего значения, а эквивалентное затухание колебательного контура при этом возрастает в четыре раза. Поэтому относительно большой коэффициент передачи и малое эквивалентное затухание получаются

при

$$p_2 = 1 \quad \text{и} \quad p_1 \approx (0{,}5 \div 0{,}7)\, p_{1c}\,. \qquad (5\text{-}39)$$

Если указанные условия не обеспечивают требуемой избирательности, то при $g_{вх} > g$ применяют неполное включение входа электронного прибора к колебательному контуру ($p_2 < 1$). Так обычно поступают в транзисторных приемниках. Из уравнения (5-33) следует, что при

$$p_2 \geqslant (1 \div 3)\sqrt{g/g_{вх}} \qquad (5\text{-}40)$$

коэффициент передачи мало зависит от значения p_2. В то же время согласно (5-36) при $g_{вх} > g$ и больших значениях p_2 эквивалентное затухание $\delta_э$ существенно зависит от p_2. Поэтому нет смысла брать p_2 более его значения, получающегося при знаке равенства в формуле (5-40).

Пример 5-7. Во сколько раз уменьшатся $K_{0в.ц}$ и $\delta_э$, если при $g_{вх} = 10g$ снизить p_2 с единицы до значения, определяемого равенством в формуле (5-40).

Выбирая численный коэффициент 1,5, получаем $p_2 = 1{,}5\sqrt{0{,}1} = 0{,}47$. Согласно выражению (5-33) искомое отношение коэффициентов передачи будет:

$$\sqrt{\frac{1 + g_{вх}/g}{1/p_2^2 + g_{вх}/g}} = \sqrt{\frac{1 + 10}{1/0{,}47^2 + 10}} = 0{,}87.$$

На основании формулы (5-36) отношение эквивалентных затуханий

$$\frac{1 + p_2^2 g_{вх}/g}{1 + g_{вх}/g} = \frac{1 + 0{,}47^2 \cdot 10}{1 + 10} = 0{,}29.$$

Таким образом, уменьшение p_2 с единицы до 0,47 в данном случае приводит к снижению коэффициента передачи лишь на 13% и к уменьшению эквивалентного затухания в 3,4 раза. Если же снизить значение p_2 до 0,3, то коэффициент передачи уменьшится всего на 28%, а эквивалентное затухание в 5,8 раза.

Если требования к избирательности ВЦ заданы значением $\delta_э$ (например, на основании расчета функциональной схемы), то можно выбрать значения коэффициентов включения p_1 и p_2, при которых получится наибольший возможный коэффициент передачи. Совместный анализ уравнений (5-28) и (5-30) показывает, что при этом вносимые в контур проводимости от антенной цепи и входа электронного прибора должны быть одинаковыми [3], т. е.

$$p_1^2 g'_А = p_2^2 g_{вх}. \qquad (5\text{-}41)$$

Из выражения (5-30) получаются нужные значения коэффициентов включения:

$$\left.\begin{aligned} p_1 &= \sqrt{\frac{g}{2g'_А}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)}, \\ p_2 &= \sqrt{\frac{g}{2g_{вх}}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)}. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}42)$$

Подставив эти значения в формулу (5-28), находим:

$$K_{0в.ц.п} = \frac{0{,}5}{Z'_А\sqrt{g'_А g_{вх}}}\left(1 - \frac{\delta}{\delta_э}\right). \qquad (5\text{-}43)$$

Коэффициент передачи ВЦ при выполнении условия (5-42) получается больше, чем при выборе p_1 и p_2 из условия согласования и обеспечения заданного $\delta_э$.

Иногда бывает задан коэффициент передачи $K_{0в.ц}$. В этом случае, выбрав коэффициенты включения по условиям (5-42), можно обеспечить минимально возможное эквивалентное затухание

$$\delta_{э.мин}=\frac{\delta}{1-2K_{0в.ц}Z'_A\sqrt{g'_A g_{вх}}}, \qquad (5\text{-}44)$$

что важно для достижения наилучшей возможной избирательности входной цепи.

5-4. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ ПРИ ПЕРЕМЕННОЙ НАСТРОЙКЕ

В приемниках с переменной настройкой, как правило, все колебательные контуры радиочастотного тракта настраиваются одной ручкой. Для этого роторы конденсаторов переменной емкости закрепляются на общей оси. Образованный при этом блок конденсаторов переменной емкости имеет сравнительно большие размеры и высокую стоимость. Для снижения стоимости и упрощения производства (уменьшения числа штампов) все секции блока делаются одинаковыми. Кроме того, стремятся иметь в нем по возможности меньше секций. С этой целью антенная цепь выполняется не настраиваемой, а имеющей постоянную собственную резонансную частоту. При таком режиме антенна вносит во входной контур реактивную и активную проводимости, которые зависят от частоты и определяются уравнениями (5-21) и (5-24). Вносимая реактивная проводимость расстраивает колебательный контур входной цепи относительно других контуров приемника, настраиваемых на частоту сигнала, а вносимая активная проводимость увеличивает его эквивалентное затухание. Для повышения коэффициента передачи, как указывалось в § 5-3, необходимо увеличивать связь входного контура с антенной по крайней мере до половины оптимального значения. А вносимые в контур реактивная и активная проводимости увеличиваются пропорционально квадрату коэффициента связи. Поэтому при ненастроенной антенне ее связь со входным контуром не должна превышать значения, при котором вносимая расстройка еще допустима. Это условие, как правило, является определяющим при выборе коэффициента связи антенны с колебательным контуром. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

Из-за отсутствия резонанса в антенной цепи для нее на всех рабочих частотах входной цепи выполняется неравенство $|X'_A| \gg r'_A$. Поэтому с небольшой погрешностью, учитывая, что обычно $L_{св} \gg L_A$, можно считать

$$Z'_A \approx X'_A = \omega(L_{св}+L_A)-\frac{1}{\omega C_A} \approx \omega L_{св}\left[1-(\omega'_A)^2/\omega^2\right]; \qquad (5\text{-}45)$$

$$\omega'_A \approx 1/\sqrt{L_{св}C_A}, \qquad (5\text{-}46)$$

где ω'_A — резонансная частота антенной цепи.

В теории радиотехнических цепей доказывается, что коэффициент связи между двумя контурами с трансформаторной связью

$$k = M/\sqrt{L_{св}L}, \tag{5-47}$$

а коэффициент включения первого контура ко второму

$$p_1 = M/L = k\sqrt{L_{св}/L}. \tag{5-48}$$

Справедливость последней формулы можно подтвердить следующими рассуждениями. Согласно данному в § 5-3 определению коэффициента включения он равен отношению напряжения, создающегося на элементе связи между контурами, к напряжению на вторичном контуре, т. е. колебательном контуре входной цепи. Пусть ток сигнала, протекающий в этом контуре, а следовательно, и в катушке, равен I, а частота сигнала ω. При трансформаторной связи между контурами сопротивление элемента связи равно ωM. Следовательно, напряжение на этом сопротивлении $U_А = \omega MI$, а на контуре $U = \omega LI$. Их отношение определяется формулой (5-48).

Подставив выражение (5-45) в общую формулу коэффициента передачи (5-28) и учтя выражения (5-47), (5-48), (5-30) и (4-21), после очевидных преобразований получим:

$$K_{0в.ц} \approx \frac{kp_2}{\delta_э\left[1 - (f'_А)^2/f^2\right]}\sqrt{\frac{L}{L_{св}}}. \tag{5-49}$$

В радиовещательных и связных приемниках отдельные поддиапазоны с минимальной $f_{мин}$ и максимальной $f_{макс}$ рабочими частотами имеют относительное изменение частоты, определяющее так называемый коэффициент поддиапазона:

$$k_д = f_{макс}/f_{мин} \leqslant 2{,}5 \div 3. \tag{5-50}$$

При этом эквивалентное затухание колебательных контуров обычно изменяется не более чем на 20—40%. Поэтому для предварительной качественной оценки свойств рассматриваемой входной цепи будем полагать эквивалентное затухание колебательного контура постоянным.

1. Пусть $f'_А \gg f_{макс}$. Очевидно, что $K_{0в.ц} \sim f^2$, т. е. коэффициент передачи будет очень сильно зависеть от частоты, увеличиваясь с ее ростом. Это объясняется в курсах основ радиотехники при анализе свойств двух связанных контуров двумя причинами [15]. Во-первых, э. д. с., наводимая антенной цепью в контуре входной цепи, пропорциональна реактивной составляющей сопротивления связи между контурами (ωM). Оно растет с увеличением частоты, Во-вторых, эта э. д. с. пропорциональна току в антенной цепи, а по мере увеличения частоты и приближения к резонансной частоте антенной цепи происходит уменьшение сопротивления $Z'_А$ (см. штриховую линию на рис. 5-8, *а*) и увеличение тока в антенне. На основании сказанного становится очевидной указанная квадратичная зависимость.

2. При $f_{мин} < f'_А < f_{макс}$ согласно выражению (5-49) для $f = f'_А$ $K_{0в.ц} \to \infty$, а на крайних частотах диапазона он будет много меньше. Объясняется это тем, что при $f = f'_А$ сопротивление $Z'_А \to r'_А$ и становится минимальным (см. штриховую линию на рис. 5-8, *б*). Изменение коэффициента передачи по диапазону получается недопустимо большим. Он изменяется как бы по резонансной кривой антенной цепи, но правая ветвь более поднята из-за указанного ранее увеличения ωM с частотой.

3. Когда $f'_A < f_{мин}$, в соответствии с выражением (5-49) можно считать, что коэффициент передачи практически постоянен. Это объясняется увеличением сопротивления антенной цепи с ростом частоты (рис. 5-8, *в*), что вызывает уменьшение тока в антенной цепи. С другой стороны, сопротивление связи между контурами растет. Благодаря этому наводимая антенной в колебательном контуре э. д. с. сохраняется в диапазоне рабочих частот почти постоянной. Практически изменение Z'_A оказывается более сильным, особенно при приближении f'_A к $f_{мин}$. Поэтому коэффициент передачи немного уменьшается с ростом частоты.

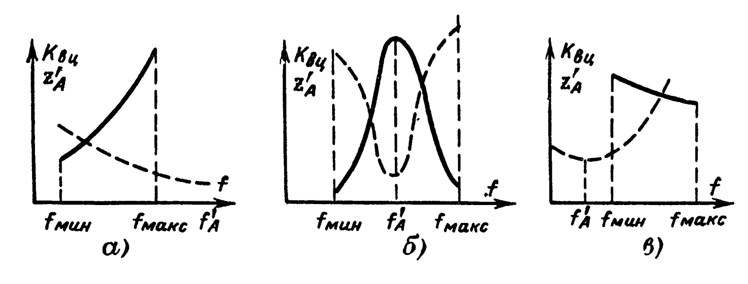


Рис. 5-8.

Благодаря постоянству коэффициента передачи данный вариант находит наибольшее применение во входных цепях с трансформаторной связью. При этом обычно

$$f'_A \approx (0{,}5 \div 0{,}7)\, f_{мин}. \qquad (5\text{-}51)$$

По мере приближения f'_A к $f_{мин}$ коэффициент передачи растет, а его постоянство в диапазоне частот ухудшается. Подставив в выражение (5-35) значение g'_A из формулы (5-16) и учтя выражения (5-45) и (5-48), можно записать значение коэффициента включения p_1 для режима согласования $p_{1c} = M_c/L \approx \omega L_{св}[1 - (f'_A)^2/f^2]\sqrt{(g + p_2^2 g_{вх})/r'_A}$. Тогда согласно выражению (5-47) коэффициент связи в режиме согласования

$$k_c = [1 - (f'_A)^2/f^2]\sqrt{\delta'_э/\delta'_A}, \qquad (5\text{-}52)$$

где $\delta'_э = (g + p_2^2 g_{вх})\,\rho$ — затухание контура с учетом шунтирования его входом электронного прибора; $\delta'_A \approx r'_A/\omega L_{св}$ — затухание антенной цепи. Следовательно, даже при фиксированных затуханиях $\delta'_э$ и δ'_A значение коэффициента связи, обеспечивающего режим согласования, непостоянно в диапазоне частот. Однако при $f'_A \ll f_{мин}$ оно изменяется сравнительно мало. Для $f'_A \gg f_{макс}$ это изменение пропорционально квадрату частоты, что не позволяет обеспечить постоянство режима работы входной цепи в диапазоне (например, режима согласования).

Реактивная проводимость, вносимая в колебательный контур антенной цепью, определяется уравнением (5-21). С учетом выражений (5-16), (5-14), (5-45), (5-47), (5-30) и (4-21) применительно к третьему

случаю ($f'_А < f_{мин}$) можно записать

$$b''_А = -p_1^2 \frac{X'_А}{(Z'_А)^2} = \frac{1}{\omega}\left[-\frac{k^2}{[1-(f'_А)^2/f^2]L}\right].$$

Выражение, стоящее в квадратных скобках, можно рассматривать как величину, обратную индуктивности $L_{Авн}$. Эта индуктивность подключается параллельно колебательному контуру за счет действия антенной цепи и изменяет частоту контура. Возникающее при этом относительное изменение индуктивности колебательного контура определится уравнением

$$\Delta L = \frac{L_{А\,вн}L}{L_{А\,вн}-L} - L \approx \frac{-k^2}{1-(f'_А)^2/f^2}L. \qquad (5\text{-}53)$$

Расстройку колебательного контура считают допустимой, если она меньше половины его полосы пропускания. При таких расстройках можно считать, что $\Delta f/f_0 \approx 0{,}5\Delta L/L$. На основании этого и выражения (5-53) можно написать уравнение для коэффициента связи, при котором расстройка будет меньше допустимой,

$$k_{\Delta f} \leqslant \sqrt{\delta_э\,|1-(f'_А)^2/f^2|}. \qquad (5\text{-}54)$$

Значение коэффициента связи можно почти вдвое увеличить против указанного в формуле (5-54), если осуществлять компенсацию расстройки на одной из частот диапазона так, чтобы на его концах она имела равные, но обратные по знаку значения. Это, естественно, можно сделать, если известны параметры антенн, с которыми предполагается работа приемника.

Пусть возможные собственные частоты антенной цепи находятся в интервале от $f'_{Амин}$ до $f'_{Амакс}$. Тогда допустимый коэффициент связи

$$k'_{\Delta f} \leqslant \sqrt{\frac{2\delta_э(1-A)(1-B)}{B-A}}, \qquad (5\text{-}55)$$

где $A = (f'_{Амин})^2/f^2_{макс}$; $B = (f'_{Амакс})^2/f^2_{мин}$.

Для такой компенсации расстройки индуктивность катушки входного колебательного контура следует увеличивать по сравнению с индуктивностью остальных колебательных контуров радиочастотного тракта на величину

$$\Delta L = 0{,}5k^2L\left(\frac{1}{1-A} + \frac{1}{1-B}\right). \qquad (5\text{-}56)$$

На основании сказанного можно сформулировать п р а в и л а в ы б о р а к о э ф ф и ц и е н т а с в я з и входного контура с антенной цепью при ненастроенной антенне. Он не должен превышать коэффициент: 1) обеспечивающий допустимую расстройку [см. (5-54) или (5-55)]; 2) составляющий более 0,5—0,6 значения, при котором выполняется режим согласования (5-52) и 3) осуществимый конструктивно.

При однослойных катушках, намотанных рядом на одном каркасе, наибольший коэффициент связи достигает 0,2—0,25; для многослойных катушек в том же случае — 0,35—0,5 и при намотке катушки связи между витками контурной катушки — 0,8—0,9.

В транзисторных приемниках эквивалентное затухание входного колебательного контура существенно зависит от активной входной проводимости первого транзистора. Поэтому рассмотрим более подробно работу ВЦ в диапазоне частот при $f'_A \ll f_{мин}$. Подставив выражение (5-30) в (5-49), получим:

$$K_{ов.ц} = \frac{k}{\delta\left[1-(f'_A)^2/f^2\right]}\sqrt{\frac{L}{L_{св}}}\,\frac{p_2}{1+p_1^2\dfrac{g'_A}{g}+p_2^2\dfrac{g_{вх}}{g}}. \quad (5\text{-}57)$$

С увеличением p_2 растут и числитель и знаменатель полученного выражения. Анализ зависимости (5-57) показывает, что максимум $K_{0в.ц}$ получается при

$$p_{2c} = \sqrt{\frac{g}{g_{вх}}\left(1+p_1^2\frac{g'_A}{g}\right)}. \quad (5\text{-}58)$$

Это выражение можно записать так: $p_{2c}^2 g_{вх} = g + p_1^2 g'_A$. Отсюда следует, что максимальное значение $K_{0в.ц}$ получается в том случае, когда вносимая в колебательный контур проводимость, возникающая за счет входной проводимости первого транзистора, равна проводимости входного контура с учетом воздействия на него антенной цепи. Если рассматривать $g_{вх}$ как нагрузку, а антенную цепь совместно с колебательным контуром как эквивалентный источник сигнала, то равенство (5-58) соответствует режиму согласования. С учетом выражений (5-48) и (5-47) формулу (5-58) можно записать таким образом:

$$p_{2c} = \sqrt{\frac{g}{g_{вх}}\left(1+k^2\frac{L_{св}}{L}\frac{g'_A}{g}\right)}. \quad (5\text{-}59)$$

При настройке контура емкостью с ростом частоты, значения g и g'_A уменьшаются, а $g_{вх}$ увеличивается. Поэтому коэффициент включения p_{2c} уменьшается с ростом частоты. Но зависимость $K_{0в.ц}$ от p_2 определяется уравнением (5-37), если полагать в нем $a = p_2/p_{2c}$. Поэтому практически в перестраиваемой ВЦ для обеспечения наибольшего значения $K_{0в.ц}$ следует брать $p_2 = p_{2c}$ на средней частоте диапазона.

При выполнении условия (5-58) согласно выражению (5-30) эквивалентное затухание входного колебательного контура

$$\delta'_{э.c} = 2\delta\left(1+k^2\frac{L_{св}}{L}\frac{g'_A}{g}\right). \quad (5\text{-}60)$$

Это уравнение по своей структуре аналогично уравнению (5-36), для которого условие согласования выполняется подбором коэффициента p_1 (или k).

Таким образом, для обеспечения наибольшего коэффициента передачи $K_{0в.ц}$ нужно выбрать наибольшее допустимое значение коэффициента связи k по указанным на стр. 65 условиям, а затем из выражения (5-59) найти значение p_{2c} на средней частоте диапазона. Если при этом $\delta_э$ согласно уравнению (5-60) будет удовлетворять требованиям избирательности, то указанные параметры p_1 и p_2 принимаются за окончательные. Если же требуется меньшее значение $\delta_э$, то находят допустимое значение p_1 из уравнения (5-30).

Полоса пропускания входной цепи на основании выражений (4-21) и (5-30) будет:

$$П = \delta_э f_0 = \delta f_0 (1 + p_1^2 g'_A/g + p_2^2 g_{вх}/g). \qquad (5\text{-}61)$$

В ламповых приемниках декаметровых и более длинных волн практически можно считать $g_{вх} \approx 0$. При этом условии согласно формуле (5-57) $K_{0в.ц} \approx p_2$ и наибольшее его значение будет при $p_2 = 1$. Для данного случая на основании выражения (5-30) эквивалентное затухание $\delta_э$ контура не зависит от значений p_2 и, следовательно, p_2 можно брать любым, в том числе и равным единице. Поэтому в ВЦ ламповых приемников указанных диапазонов волн берется полное включение входа первой лампы к контуру.

Пример 5-8. Выбрать параметры ВЦ с трансформаторной связью для транзисторного приемника при следующих исходных данных: $f_{мин} = 9{,}5$ МГц; $f_{макс} = 12$ МГц (25 и 31-метровые диапазоны); $L = 5$ мкГ; $\delta_{св} = 0{,}04$; $\delta = 0{,}015$; $\delta_э \leqslant 0{,}03$. Параметры антенны: $L_{Aмин} = 1$ мкГ; $L_{Aмакс} = 1{,}1$ мкГ; $C_{Aмакс} = 8$ пФ; $C_{Aмин} = 6$ пФ; $r_A \approx 0{,}3$ Ом. В первом каскаде приемника применяется транзистор типа П403. Его параметры при $I_к = 1$ мА согласно приложению 1 и формуле (4-2): на частоте 9,5 МГц $C_{вх} = 116$ пФ, $g_{вх} = 0{,}7\left[1 + 73\left(\frac{9{,}5}{100} - 0{,}04\right)\right] = 3{,}5$ мСм; на частоте 12 МГц $C_{вх} = 105$ пФ и $g_{вх} = 0{,}7\left[1 + 73\left(\frac{12}{100} - 0{,}04\right)\right] = 4{,}8$ мСм.

Согласно выражению (5-51) выбираем $f'_{Aмин} = 0{,}7 f_{Aмин} = 0{,}7 \times 9{,}5 = 6{,}7$ МГц. Для ее обеспечения согласно выражению (5-46) индуктивность катушки связи (при $C_{Aмин}$ и $L_{Aмин}$)

$$L_{св} = \frac{1}{(\omega'_{A\,макс})^2 C_{A\,мин}} - L_{A\,мин} = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 6{,}7^2 \cdot 10^{12} \cdot 6 \cdot 10^{-12}} - 10^{-5} = 92 \cdot 10^{-6}\ Г.$$

Вычисляем по формуле (5-46):

$$f'_{A\,мин} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{св} C_{A\,макс}}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{92 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^{-12}}} = 5{,}9 \cdot 10^6\ Гц.$$

Поскольку $\delta_{св} = r_{св}/\omega L_{св}$, то $r_{св.мин} = \delta_{св.мин}\omega_{мин} L_{св} = 0{,}04 \times 6{,}28 \cdot 9{,}5 \cdot 10^6 \cdot 92 \cdot 10^{-6} = 220$ Ом. Это сопротивление значительно больше r_A и можно считать

$$\delta'_A \approx \frac{R_A + r_{св}}{\omega L_{св}} \approx \frac{r_{св}}{\omega L_{св}} = \delta_{св}.$$

Находим проводимость контура на частоте 9,5 МГц по формуле (5-18):

$$g_{9,5} = \frac{0{,}015}{6{,}28 \cdot 9{,}5 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^{-5}\ См.$$

Аналогично для частоты 12 МГц получим $g_{12} = 4 \cdot 10^{-5}$ См.

Будем полагать, что расстройка контура антенной компенсируется на одной частоте. Вычислим коэффициенты для формулы (5-55):

$$A=\left(\frac{5,9}{12}\right)^2=0,244;\quad B=\left(\frac{6,7}{9,5}\right)^2=0,497.$$

Тогда согласно формуле (5-55)

$$k'_{\Delta f}=\sqrt{\frac{2\cdot 0,03\,(1-0,244)\,(1-0,497)}{0,497-0,244}}=0,3.$$

Так как задано максимально допустимое эквивалентное затухание, то проверим возможность получения наибольшего коэффициента передачи и выберем коэффициенты включения по формуле (5-42). Согласно формуле (5-16) проводимость антенной цепи

$$g'_A=\frac{r'_A}{(Z'_A)^2}\approx\frac{R_A+r_{св}}{(\omega L_{св})^2}.$$

Но в нашем случае $r_A \ll r_{св}$. Поэтому $g'_A \approx \delta_{св}/\omega L_{св}$. Подставив это выражение в формулу (5-42), получим:

$$p_1=\sqrt{\frac{\delta L_{св}}{2\delta_{св}L}\left(\frac{\delta_э}{\delta}-1\right)}=\sqrt{\frac{0,015\cdot 92}{2\cdot 0,03\cdot 5}\left(\frac{0,03}{0,015}-1\right)}=2,14.$$

Из выражений (5-48) и (5-47) выбранному коэффициенту включения соответствует коэффициент связи между катушками $k=p_1\sqrt{L/L_{св}}=$ $=2,14\sqrt{5/92}=0,5$. Полученное значение больше допустимого расстройкой. Поэтому окончательно выбираем $k=0,3$. Это значение можно обеспечить при однослойной контурной катушке и многослойной катушке связи. Для обеспечения компенсации расстройки согласно выражению (5-56) индуктивность контурной катушки для ВЦ по сравнению с другими контурами надо взять большей на величину

$$\Delta L=0,5\cdot 0,3^2\cdot 5\cdot 10^{-6}\left(\frac{1}{1-0,244}+\frac{1}{1-0,497}\right)=0,75\cdot 10^{-6}\ \text{Г},$$

т. е. взять $L_{в.ц}=5\cdot 10^{-6}+0,75\cdot 10^{-6}=5,75\cdot 10^{-6}$ Г.

Согласно уравнению (5-49) при заданном эквивалентном затухании $\delta_э$ коэффициент передачи прямо пропорционален коэффициенту включения p_2. Поэтому выберем его наибольшим из условия обеспечения заданного $\delta_э$. Для этого воспользуемся формулой (5-30). С учетом сказанного ранее (в данном примере), а также выражений (5-16) и (5-18) формулу (5-30) можно переписать в виде

$$\delta_э=\delta\,(1+k^2\delta_{св}/\delta+p_2^2 g_{вх}\omega L/\delta). \qquad (5\text{-}62)$$

Поскольку $g_{вх}$ увеличивается с частотой, то наибольшее значение $\delta_э$ будет на максимальной частоте. Для этой частоты и определяем коэффициент включения:

$$p_2=\sqrt{\frac{\delta}{g_{вх}\omega L}\left(\frac{\delta_э}{\delta}-1-k^2\frac{\delta_{св}}{\delta}\right)}=$$

$$=\sqrt{\frac{0,015}{4,8\cdot 10^{-3}\cdot 6,28\cdot 12\cdot 10^{6}\cdot 5,75\cdot 10^{-6}}\left(\frac{0,03}{0,015}-1-0,3^2\frac{0,04}{0,015}\right)}=$$

$$=0,075.$$

Для частоты 9,5 МГц из формулы (5-62) определим

$$\delta_{э9,5} = 0{,}015\left(1 + 0{,}3^2\frac{0{,}04}{0{,}015} + 0{,}075^2\frac{4{,}2\cdot10^{-3}\cdot6{,}28\cdot9{,}5\cdot10^6\cdot5{,}75\cdot10^{-6}}{0{,}015}\right) = 0{,}026.$$

Вычислим по формуле (5-49) значение коэффициента передачи для крайних частот диапазона, полагая $f'_А = f'_{А мин}$,

$$K_{0в.ц9,5} = \frac{0{,}3\cdot0{,}075}{0{,}026\,(1-5{,}9^2/9{,}5^2)}\sqrt{\frac{5{,}75}{92}} = 0{,}34$$

и $$K_{0в.ц12} = \frac{0{,}3\cdot0{,}075}{0{,}03\,(1-5{,}9^2/12^2)}\sqrt{\frac{5{,}75}{92}} = 0{,}25.$$

Столь малый коэффициент передачи, получающийся из-за невозможности взять больший коэффициент включения входа транзистора к контуру, существенно сказывается на повышении коэффициента шума ВЦ. При активных и фиксированных проводимостях источника сигнала (антенны) и нагрузки (входа транзистора) между коэффициентами передачи ВЦ по мощности $K_{P_{в.ц}}$ и по напряжению существует очевидная зависимость $K_{P_{в.ц}} = P_{вых}/P_{вх} = U^2_{вых}g_н/U^2_{вх}g_c = K^2_{0в.ц}g_н/g_c$. Поскольку ВЦ является пассивным четырехполюсником, то ее коэффициент шума определяется уравнением (4-62). Таким образом, $Ш_{в.ц} \approx \approx 1/K_{P_{в.ц}} \approx 1/K^2_{0в.ц}$ и при малых значениях $K_{0в.ц}$ коэффициент шума ВЦ будет высоким, что существенно скажется на чувствительности приемника, если основными помехами являются собственные шумы приемника. Более подробно этот вопрос рассматривается в гл. 6 и 10.

Полоса пропускания ВЦ на основании формулы (4-28) в начале диапазона $П_{9,5} = 0{,}026\cdot9{,}5\cdot10^6 = 0{,}247\cdot10^6$ Гц и в конце диапазона $П_{12} = 0{,}03\cdot12{,}0\cdot10^6 = 0{,}359\cdot10^6$ Гц.

Пример 5-9. Рассчитать параметры ВЦ по исходным данным примера 5-8 для случая, когда в первом каскаде приемника используется лампа типа 6К4П. Для этой лампы согласно табл. П2-1 коэффициент $Б = 25\cdot10^{-9}$ См/МГц². По формуле (4-11) для начала диапазона $g_{gк9,5} = = 25\cdot10^{-9}\cdot9{,}5^2 = 225\cdot10^{-9}$ См и для конца диапазона $g_{gк12} = = 25\cdot10^{-9}\cdot12^2 = 360\cdot10^{-9}$ См.

Для конца диапазона

$$\frac{g}{g_{gк}} = \frac{40\cdot10^{-6}}{0{,}36\cdot10^{-6}} = 110.$$

Следовательно, практически во всем диапазоне, даже при полном включении ($p_2 = 1$), входное сопротивление лампы увеличивает затухание контура менее чем на 1%. Поэтому в первом приближении можно пренебречь таким влиянием и полагать $g_{gк} \approx 0$.

Поскольку ΔL, $L_{в.ц}$, $L_{св}$, $f'_{А мин}$, $f'_{А макс}$ и $k'_{\Delta f}$ не зависят от входной проводимости первого электронного прибора, то их значения будут такими же, как в примере 5-8. Так как $\delta_э/\delta = 0{,}03/0{,}015 = 2$, то согласно выражению (5-36) для обеспечения максимального коэффициента передачи можно применять режим согласования. Тогда из выражения

(5-35) $p_2 = 1$ и

$$p_{1c} = \sqrt{\frac{g}{g'_A}} = \sqrt{\frac{\delta\omega L_{св}}{\delta_{св}\omega L}} = \sqrt{\frac{\delta L_{св}}{\delta_{св} L}} = \sqrt{\frac{0{,}015 \cdot 92}{0{,}04 \cdot 5{,}75}} = 2{,}45.$$

Этому согласно формуле (5-48) соответствует коэффициент связи $k = 2{,}45\sqrt{5{,}75/92} = 0{,}61$, что больше значения, допустимого расстройкой. Поэтому окончательно принимаем $k = k'_{\Delta f} = 0{,}3$. При этом согласно выражению (5-62) для начала и конца диапазона

$$\delta_э = 0{,}015\left(1 + 0{,}3^2 \frac{0{,}04}{0{,}015}\right) = 0{,}019.$$

Из формулы (5-49) для начала диапазона

$$K_{0в.ц\,9{,}5} = \frac{0{,}3 \cdot 1}{0{,}019\,(1 - 5{,}9^2/9{,}5^2)} \sqrt{\frac{5{,}75}{92}} = 6{,}4$$

и для конца диапазона

$$K_{0в.ц\,12} = \frac{0{,}3 \cdot 1}{0{,}019\,(1 - 5{,}9^2/12^2)} \sqrt{\frac{5{,}75}{92}} = 5{,}3.$$

Таким образом, за счет значительно меньшей входной проводимости лампы коэффициент передачи получается в 20 раз большим, а эквивалентное затухание почти в 1,5 раза меньшим по сравнению с транзисторным вариантом. Поэтому избирательные и шумовые свойства ВЦ в ламповом приемнике будут значительно лучше, чем в транзисторном.

5-5. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ С ВНЕШНЕЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

В § 5-4 было показано, что при ненастроенной антенной цепи связь между нею и входным колебательным контуром устанавливается сравнительно слабой, обеспечивающей допустимую расстройку. Для этого емкость конденсатора связи в рассматриваемой схеме обычно выбирается небольшой. На километровых и гектометровых волнах она не превышает 10—30 пФ, а на декаметровых — 2—5 пФ. При таких значениях емкости, как правило, выполняется неравенство $C_A \gg C_{св}$. Результирующая емкость антенной цепи

$$C'_A = \frac{C_{св} C_A}{C_{св} + C_A} < C_{св} \qquad (5\text{-}63)$$

получается очень малой, что в рабочем диапазоне обеспечивает выполнение неравенства $f'_A \gg f_{макс}$. На основании этого в диапазоне рабочих частот $1/\omega C'_A \gg \omega L_A$ и с погрешностью, допустимой при инженерных расчетах, в эквивалентной схеме антенны согласно уравнению (5-14) можно считать

$$L_A \approx 0 \quad и \quad Z'_A \approx 1/\omega C'_A. \qquad (5\text{-}64)$$

Выходная активная проводимость антенной цепи определяется формулой (5-16). Положим для данных примера 5-8 $C_{св} = 5$ пФ (что согласно примеру 5-10 больше допустимого значения из условия рас-

стройки). Тогда из формулы (5-63) находим:

$$C'_A = \frac{5 \cdot 6}{5+6} = 2{,}7 \text{ пФ}.$$

По формуле (5-16) с учетом выражения (5-64) в конце диапазона $g'_A = r'_A\,(\omega C'_A)^2 = 0{,}3\,(6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^6 \cdot 2{,}7 \cdot 10^{-12}) = 1{,}21 \cdot 10^{-8}$ См, что в триста раз меньше собственной проводимости колебательного контура. Следовательно, увеличение эквивалентного затухания контура за счет действия антенны в данной ВЦ даже при полном подключении антенны к контуру практически ничтожно мало. Поэтому в первом приближении можно считать $g'_A = 0$. Имея это в виду и используя выражения (5-64), (5-30) и (4-21), уравнение (5-28) представим так:

$$K_{0\,\text{в.ц}} \approx \omega \frac{C_A C_{\text{св}}}{C_A + C_{\text{св}}} \frac{p_2}{g + p_2^2 g_{\text{вх}}} = \omega \frac{C_A C_{\text{св}}}{C_A + C_{\text{св}}} \frac{p_2}{g_э} = \omega^2 \frac{C_A C_{\text{св}}}{C_A + C_{\text{св}}} \frac{p_2 L}{\delta_э}. \quad (5\text{-}65)$$

Согласно выражению (5-30) для данного случая избирательность ВЦ определится свойствами одиночного колебательного контура с эквивалентным затуханием

$$\delta_э = g_э \rho = \rho g\,(1 + p_2^2 g_{\text{вх}}/g) = \delta\,(1 + p_2^2 g_{\text{вх}}/g). \quad (5\text{-}66)$$

Поскольку $\delta_э$ мало изменяется в диапазоне частот, то с увеличением частоты коэффициент передачи растет почти по квадратичному закону.

Анализ зависимости $K_{0\text{в.ц}}$ от p_2 показывает, что максимум $K_{0\text{в.ц}}$ получается при выполнении условия

$$p_{2\text{с}} = \sqrt{g/g_{\text{вх}}}. \quad (5\text{-}67)$$

Из этого равенства следует, что $p_{2\text{с}}^2 g_{\text{вх}} = g$. Так как ранее предполагалось, что $g'_A = 0$, то условие (5-67) определяет согласование проводимости нагрузки $g_{\text{вх}}$ с выходной проводимостью эквивалентной антенной цепи, включающей в себя колебательный контур, т. е. с проводимостью контура g. Подставив выражение (5-67) в (5-65) и (5-66), получим:

$$K_{0\,\text{в.ц.с}} = \frac{C_A C_{\text{св}}}{C_A + C_{\text{св}}} \frac{\omega}{2\sqrt{g g_{\text{вх}}}} \quad (5\text{-}68)$$

и

$$\delta_э = 2\delta. \quad (5\text{-}69)$$

Как уже отмечалось, с ростом частоты проводимость g уменьшается, а $g_{\text{вх}}$ растет. Поэтому с увеличением частоты коэффициент включения $p_{2\text{с}}$ согласно выражению (5-67) будет уменьшаться и при постоянном значении p_2 согласование можно выполнить только на одной частоте. С целью повышения избирательности это обычно делают в конце диапазона, когда p_2 имеет наименьшее значение.

С учетом сделанных ранее допущений можно считать, что от антенной цепи к колебательному контуру подключается емкость $\Delta C = C'_A$. Она приводит к расстройке колебательного контура ВЦ относительно других колебательных контуров. Как и ранее, расстройку будем считать допустимой в пределах полосы пропускания, когда выполняется

равенство $\Delta f/f_0 \approx 0{,}5\Delta C/C$. На основании этого с учетом выражений (5-63) и (4-28) можно записать условие выбора емкости связи при допустимой расстройке

$$C_{\text{св}\,\Delta f} \leqslant \delta_{\text{э}} C_{\text{э. мин}}, \qquad (5\text{-}70)$$

где $C_{\text{э}}$ — эквивалентная емкость колебательного контура, определяющаяся формулой (5-23). При этом следует полагать $p_1 = 1$, так как антенная цепь (включая конденсатор связи) подключена параллельно колебательному контуру.

Если осуществить компенсацию расстройки на одной частоте, то емкость связи будет определяться неравенством

$$C'_{\text{св}\,\Delta f} \leqslant C_{\text{А мин}} \sqrt{\frac{\delta_{\text{э}} C_{\text{э. мин}}/C_{\text{А мин}}}{\dfrac{C_{\text{А макс}}}{C_{\text{А мин}}} - 1}}. \qquad (5\text{-}71)$$

Для обеспечения компенсации расстройки начальную емкость входного колебательного контура согласно выражению (5-71) следует уменьшить (с помощью подстроечного конденсатора) против начальных емкостей других контуров на

$$\Delta C = 0{,}5 C_{\text{А мин}} \left(\frac{1}{C_{\text{А мин}}/C_{\text{св}} + C_{\text{А мин}}/C_{\text{А макс}}} - \frac{1}{1 + C_{\text{А мин}}/C_{\text{св}}} \right). \qquad (5\text{-}72)$$

Пример 5-10. Рассчитать параметры ВЦ с внешнеемкостной связью по исходным данным примера 5-8.

Подставляя в формулу (5-46) параметры колебательного контура, определяем минимальную эквивалентную емкость контура:

$$C_{\text{э. мин}} = \frac{1}{\omega^2_{\text{макс}} L} = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 12^2 \cdot 10^{12} \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 35{,}5 \cdot 10^{-12} = 35{,}5 \text{ пФ}.$$

Пользуясь выражением (5-71), вычисляем емкость конденсатора связи: $C'_{\text{св}\Delta f} = 6 \sqrt{\dfrac{0{,}03 \cdot \dfrac{35{,}5}{6}}{8{,}6 - 1}} = 4$ пФ. Согласно уравнению (5-72) начальную емкость входного колебательного контура следует уменьшить на $\Delta C = 0{,}5 \cdot 6 \left(\dfrac{1}{6/4 + 6/8} - \dfrac{1}{1 + 6/4} \right) = 2{,}8$ пФ

Так как $\delta_{\text{э}}/\delta = 2$, то для обеспечения необходимого эквивалентного затухания контура применим режим согласования. Определим коэффициент включения транзистора к колебательному контуру по формуле (5-67) в конце диапазона:

$$\dot{p}_{2\text{с}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{5}}{4{,}8 \cdot 10^{-3}}} = 0{,}091.$$

Тогда согласно выражению (5-66) эквивалентное затухание колебательного контура в начале диапазона

$$\delta_{\text{э}\,9{,}5} = 0{,}015 \left(1 + 0{,}091^2 \, \frac{3{,}5 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{5}} \right) = 0{,}024$$

и в конце диапазона

$$\delta_{э\,12} = 0{,}015\left(1 + 0{,}091^2 \frac{4{,}8 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-5}}\right) = 0{,}03.$$

Поскольку $K_{0в.ц}$ уменьшается с уменьшением $C_А$, то рассчитаем его значение для $C_{А\,мин}$. Согласно выражению (5-65) в начале диапазона

$$K_{0в.ц\,9,5} = (6{,}28 \cdot 9{,}5 \cdot 10^6)^2 \frac{6 \cdot 4}{6+4} \cdot 10^{-12} \cdot \frac{0{,}091 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{0{,}024} = 0{,}14$$

и в конце диапазона

$$K_{0в.ц\,12} = (6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^6)^2 \frac{6 \cdot 4}{6+4} \cdot 10^{-12} \cdot \frac{0{,}091 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{0{,}03} = 0{,}21.$$

Пример 5-11. Рассчитать параметры ВЦ с внешнеемкостной связью по исходным данным примера 5-9.

Поскольку $C_{э.мин}$, $C_{св}$ и ΔC не зависят от $g_{вх}$, то эти параметры сохраняют значения примера 5-10.

Пренебрегая действием $g_{gк}$ на эквивалентное затухание колебательного контура, будем считать $\delta_э = \delta$. Для получения наибольшего коэффициента передачи $K_{0в.ц}$ возьмем $p_2 = 1$. Тогда согласно выражению (5-65) для начала диапазона

$$K_{0в.ц\,9,5} = (6{,}28 \cdot 9{,}5 \cdot 10^6)^2 \frac{6 \cdot 4}{6+4} \cdot 10^{-12} \cdot \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0{,}015} = 2{,}9$$

и для конца диапазона

$$K_{0в.ц\,12} = (6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^6)^2 \cdot \frac{6 \cdot 4}{6+4} \cdot 10^{-12} \cdot \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0{,}015} = 4{,}5.$$

Сравнение данных примеров 5-8 с 5-10 и 5-9 с 5-11 показывает, что при прочих равных условиях ВЦ с трансформаторной связью обеспечивает больший коэффициент передачи (особенно в транзисторных приемниках) при лучшей его равномерности в пределах рабочего поддиапазона и несколько худшую избирательность. Но ВЦ требует более сложного и дорогого элемента связи (катушка индуктивности вместо очень малой емкости).

5-6. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ С ТРАНСФОРМАТОРНО-ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

В ВЦ с внешнеемкостной связью антенная цепь вносит в колебательный контур расстройку, понижающую его собственную частоту, а значение $K_{0в.ц}$ сильно возрастает с частотой. В ВЦ с трансформаторной связью при $f'_А < f_{мин}$ расстройка колебательного контура за счет антенной цепи повышает его собственную частоту и $K_{0в.ц}$ в рабочем диапазоне уменьшается с ростом частоты. Эти характерные свойства данных ВЦ позволяют создать комбинированную схему с трансформаторно-емкостной связью, которая позволяет получить гораздо больший коэффициент передачи при лучшей его равномерности в диапазоне частот (см рис. 5-4, *г*). Каждый из видов связи в этом случае выбирают так, как пояснено в § 5-4 и 5-5, т. е. по формулам (5-55) и (5-71). При этом на одной из средних частот диапазона расстройки от каждого из ви-

дов связи будут взаимно компенсироваться и не потребуется ни увеличивать индуктивность контурной катушки, ни уменьшать начальную емкость контура.

Для правильной настройки ВЦ необходимо чтобы э. д. с., наводимые антенной во входном колебательном контуре за счет каждого вида связи, были синфазны. Определяется это по характеру изменения напряжения на колебательном контуре при переключении концов катушки связи. Правильное включение соответствует возрастанию напряжения, а ошибочное — уменьшению. Эту проверку следует делать на средней частоте поддиапазона.

Наибольшая равномерность $K_{0в.ц}$ в диапазоне частот получается при выборе $f'_{Aмакс} \approx (0{,}8 \div 0{,}85)\, f_{мин}$, так как в этом случае за счет трансформаторной связи коэффициент передачи более резко уменьшается с частотой, что лучше компенсирует действие внешнеемкостной связи.

Эквивалентное затухание колебательного контура в основном определяется трансформаторной связью и может быть рассчитано так же, как это выполнено в примерах 5-8 и 5-9. В первом приближении результирующий коэффициент передачи равен сумме значений $K_{0в.ц}$, вычисленных отдельно для каждого из видов связи.

5-7. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Телевизионные приемники являются приемниками с постоянной настройкой колебательных контуров радиочастотного тракта. Рабочие частоты каналов телевидения стандартизованы, поэтому переход с одного канала на другой осуществляется с помощью переключателя каналов. Он включает колебательные контуры нужного канала во всем радиочастотном тракте. Характерной особенностью телевизионных приемников является сравнительно широкая полоса пропускания радиочастотного тракта. Она стандартна и должна быть не менее 8 МГц. Обеспечение такой полосы пропускания возможно лишь в диапазонах метровых и более коротких волн, что и является второй особенностью телевизионных приемников. В настоящее время еще не налажен массовый выпуск дешевых транзисторов обладающих хорошими усилительными и шумовыми характеристиками в диапазоне метровых волн, поэтому тракт радиосигнала современных телевизионных приемников выполняется на лампах. Однако уже разрабатываются и выпускаются телевизоры, большинство каскадов которых выполняется на транзисторах и полупроводниковых диодах. Совершенствование высокочастотных транзисторов позволит в будущем использовать их и в радиочастотном тракте телевизоров.

Телевизионные антенны обычно располагают высоко над поверхностью земли. Этого требуют особенности распространения метровых и более коротких радиоволн. Поэтому антенны оказываются сравнительно далеко от приемников. Их соединяют со входом приемника специальным кабелем с характеристическим сопротивлением 75 Ом. Чтобы в кабеле соблюдался режим бегущей волны, вход приемника согласуется с кабелем. Для этого сопротивление на входе приемника должно равняться характеристическому сопротивлению кабеля.

При расположении телевизора близко от передающего центра сигнал будет очень сильным, что может привести к приему изображения с большими искажениями за счет перегрузки каскадов приемника. Поэтому

во всех телевизорах имеются два гнезда для подключения антенны: одно — при полном подведении сигнала к ВЦ (деление сигнала 1 : 1) и второе — при существенном ослаблении сигнала (деление 1 : 20).

На рис. 5-9, *а* изображена схема ВЦ телевизора «Рекорд-333» при полном подведении сигнала (с делением 1 : 1). Антенный кабель в этом случае подключается к верхнему гнезду $Г_1$. Емкость входного контура, обозначенная на рис. 5-9 через $C_к$, образуется из монтажной емкости, собственной емкости контурной катушки и входной емкости лампы первого каскада телевизора.

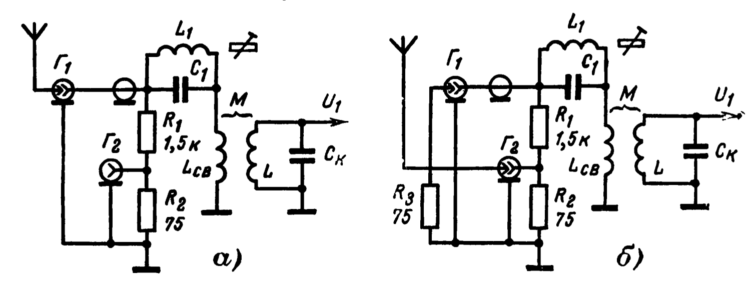


Рис. 5-9.

Выбор коэффициента связи между катушкой связи и контурной катушкой во входных цепях телевизора осуществляется так, чтобы сопротивление между входным гнездом $Г_1$ и шасси было равно 75 Ом, т. е. характеристическому сопротивлению телевизионных кабелей. При этом условии вход телевизора (без деления сигнала) оказывается согласованным с кабелем. Шунтирующее действие резисторов R_1 и R_2 на вход телевизора оказывается малым благодаря большому сопротивлению резистора R_1 (1,5 кОм).

Согласно формулам (1-4), (4-28) и данным табл. 5-1 при двух последовательно включенных элементах приемника (ВЦ + УРС) с одиночными колебательными контурами результирующая полоса пропускания системы $П = П_к/\Psi_1\,(2) = П_к/1{,}56$. Поэтому даже на самом высокочастотном (двенадцатом) канале ($f_0 = 226$ МГц) относительная полоса пропускания колебательного контура (отношение полосы пропускания к резонансной частоте контура) должна быть не менее $П_к/f_0 = 1{,}56П/f_0 = 1{,}56\cdot 8\cdot 10^6/226\cdot 10^6 = 0{,}056$. Эта величина гораздо больше собственного затухания колебательного контура, и для обеспечения необходимого эквивалентного затухания контура используется шунтирующее действие антенны и входа лампы. Кроме того, для обеспечения нужной полосы при наименьшем возможном эквивалентном затухании и, следовательно, наибольшем коэффициенте передачи колебательные контуры ВЦ и УРС расстраивают относительно средней частоты спектра сигнала в разные стороны. Вследствие этого образуется расстроенная пара колебательных контуров, свойства которой описаны в § 7-3. В этом случае согласно табл. 5-1 значение функции $\Psi_2\,(2) = 0{,}71$. Следовательно, полоса пропускания контуров ВЦ и УРС телевизоров на основании (1-4) должна быть $П_к = П\Psi_2\,(2) = 8\cdot 10^6 0{,}71 = 5{,}7\cdot 10^6$ Гц.

Современное массовое изготовление катушек позволяет выполнять их с погрешностью индуктивности менее 1—2%. Разброс емкости колебательного контура при этом также не превышает 2—4%.

Относительное изменение частоты колебательного контура за счет неточности изготовления его элементов определяется соотношениями $\Delta f/f_0 \approx 0{,}5\Delta L/L$ или $\Delta f/f_0 \approx 0{,}5\Delta C/C$. С учетом указанных выше отклонений L и $C_к$ от средних значений можно считать, что резонансная частота входного колебательного контура может отклоняться от своего среднего значения не больше чем на 2—3% и будет находиться в пределах полосы пропускания Такая расстройка вполне допустима, что и позволяет делать колебательные контуры радиотракта современных телевизоров без элементов подстройки.

Контур, состоящий из подстраиваемой катушки L_1 и конденсатора C_1, образует так называемый фильтр-пробку. Он настраивается на промежуточную частоту и повышает избирательность приемника по отношению к сигналам, частоты которых близки к промежуточной частоте. Сопротивление параллельного колебательного контура максимально на его резонансной частоте и уменьшается по мере отклонения частоты от резонансной. Поэтому для сигналов, частоты которых близки к промежуточной частоте, сопротивление фильтра-пробки будет большим. За счет этого ток от этих сигналов в катушке связи ВЦ окажется малым. Частота полезного сигнала существенно выше промежуточной частоты. Следовательно, для полезного сигнала сопротивление фильтра небольшое и ток в катушке связи будет большим. Таким образом, этот фильтр создает существенное ослабление для сигналов с частотами, близкими к промежуточной частоте

На рис. 5-9, *б* показана схема подключения антенны к входу телевизора с делением 1 : 20. В этом случае антенна подключается к нижнему гнезду $Г_2$, а в верхнее гнездо $Г_1$ включается согласующий штекер. Он состоит из резистора R_3 сопротивлением 75 Ом, включенного между центральным проводом и корпусом, соединяющимся с шасси приемника. Благодаря этому на входе фильтра получается расчетное выходное сопротивление фидера 75 Ом. Кроме того, этот резистор вместе с резистором R_1 (1,5 кОм) образует делитель для сигнала с коэффициентом деления

$$\frac{R_3}{R_1+R_3}=\frac{75}{1500+75}=\frac{1}{21}.$$

В диапазоне рабочих частот сопротивление фильтра-пробки очень мало и практически можно считать что к катушке связи подключается генератор тока

$$I'_А=\frac{E_А}{2R_к}\Delta \tag{5-73}$$

с выходной проводимостью $1/R_к$, где $R_к$ — характеристическое сопротивление кабеля; Δ — коэффициент, отображающий потери сигнала в кабеле В справочниках обычно приводится коэффициент потерь α в децибелах на метр длины кабеля. Он связан с коэффициентом Δ зависимостью

$$\alpha l_к=20\lg\Delta, \tag{5-74}$$

где $l_к$ — длина кабеля в метрах

Поскольку входная цепь телевизионных приемников работает на фиксированной частоте, то антенная цепь может быть настроена на частоту сигнала соответствующим подбором индуктивности $L_{св}$ с учетом монтажных емкостей Если же она будет ненастроенной, то при большом эквивалентном затухании расстройка входного контура легко может

быть скомпенсирована выбором индуктивности контурной катушки. Однако при этом в антенном кабеле не будет чистого режима бегущей волны, что вызовет искажение изображения за счет многократных отражений сигнала в кабеле. Поэтому в подобных ВЦ связь с антенной цепью берут из условия согласования для обеспечения максимального коэффициента передачи и настраивают антенную цепь. Для этого при трансформаторной связи согласно уравнениям (5-35) и (5-48) коэффициент связи между катушками

$$k_с = \sqrt{\frac{L}{L_{св}} (g + g_{вх}) R_к}\,. \qquad (5\text{-}75)$$

Эквивалентное затухание контура при этом в соответствии с выражением (5-36) запишется уравнением

$$\delta_{э.с} = 2\delta\,(1 + g_{вх}/g). \qquad (5\text{-}76)$$

Если оно окажется недостаточным (меньше требуемого $\delta_э$), то контур необходимо зашунтировать резистором $R_ш$ с сопротивлением, удовлетворяющим равенству

$$g_ш = g\,(\delta_э/2\delta - 1 - g_{вх}/g) = 1/R_ш.$$

Поскольку в рассматриваемом случае $Z'_А = R_к$, то согласно выражению (5-34) коэффициент передачи

$$K_{0\,в.ц.с} = \frac{0{,}5}{\sqrt{R_к\,(g + g_{вх})}}. \qquad (5\text{-}77)$$

Если для обеспечения требуемого $\delta_э$ включается шунтирующее сопротивление, то в скобки знаменателя (5-77) следует добавить третье слагаемое $\frac{1}{R_ш}$.

Пример 5-12. Рассчитать параметры ВЦ телевизора „Рекорд-333" для первого канала (f_0 = 52,5 МГц), полагая монтажную емкость контура $C_м$ = 5,4 пФ, емкость контурной катушки $C_{кат}$ = 0,5 пФ, емкость катушки связи $C_{L_{св}}$ = 5 пФ, емкость монтажа, подключающуюся параллельно катушке связи, $C_{м1}$ = 6,4 пФ, δ = 0,01.

Полоса пропускания $П$ = 5,7 МГц и $R_к$ = 75 Ом.

Из приложения 2 для первой лампы телевизора типа 6Н23П находим $C_{вх}$ = 3,6 пФ, $Б = 40 \cdot 10^{-9}$ См/МГц^2.

Согласно выражению (5-17) емкость колебательного контура $C_к = C_м + C_{кат} + C_{вх}$ = 5,4 + 0,5 + 3,6 = 9,5 пФ, а индуктивность контурной катушки в соответствии с выражением (5-46)

$$L = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 52{,}5 \cdot 10^6)^2 \cdot 9{,}5 \cdot 10^{-12}} = 0{,}965 \cdot 10^{-6}\ Г.$$

Проводимость колебательного контура по аналогии с формулой (5-30) $g = \delta/\rho = \delta\omega C_к = 0{,}01 \cdot 6{,}28 \cdot 52{,}5 \cdot 10^6 \cdot 9{,}5 \cdot 10^{-12} = 31 \cdot 10^{-6}$ См.

Емкость, включающаяся параллельно катушке связи, $C'_{св} = C_{L_{св}} + C_{м1}$ = 5 + 6,4 = 11,4 пФ. Для настройки антенной цепи индуктивность катушки связи в соответствии с формулой (5-46)

$$L_{св} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 52{,}5 \cdot 10^6)^2 \cdot 11{,}4 \cdot 10^{-12}} = 0{,}83 \cdot 10^{-6}\ Г.$$

Входную проводимость лампы вычисляем по формуле (4-11) $g_{gк} = 40 \cdot 10^{-9} \cdot (52,5)^2 = 110 \cdot 10^{-6}$ См. Согласно выражению (5-76) эквивалентное затухание колебательного контура

$$\delta_э = 2 \cdot 0,01 \left(1 + \frac{110 \cdot 10^{-6}}{31 \cdot 10^{-6}}\right) = 0,091.$$

При этом на основании формулы (4-28) полоса пропускания входной цепи $П = 0,091 \cdot 52,5 \cdot 10^6 = 4,8 \cdot 10^6$ Гц, что меньше требуемого значения. Для расширения полосы пропускания параллельно входу лампы необходимо включить добавочную шунтирующую проводимость

$$g_ш = \left(\frac{П}{2\delta f_0} - 1\right) g - g_{gк}.$$

Эта формула получается из выражения (5-76), если к проводимости $g_{gк}$ добавить шунтирующую проводимость $g_ш$. Таким образом,

$$g_ш = \left(\frac{5,7 \cdot 10^6}{2 \cdot 0,01 \cdot 52,5 \cdot 10^6} - 1\right) \cdot 31 \cdot 10^{-6} - 110 \cdot 10^6 = 26,5 \cdot 10^{-6} \text{ См}.$$

Этой проводимости соответствует шунтирующее сопротивление 38 кОм. По табл. П3-1 выбираем резистор сопротивлением 39 кОм.

Коэффициент передачи входной цепи вычисляем по формуле (5-77), добавив к входной проводимости лампы проводимость добавочного шунта. Следовательно,

$$K_{0в.ц.с} = \frac{1}{2\sqrt{75 \cdot (31 \cdot 10^{-6} + 110 \cdot 10^{-6} + 26,5 \cdot 10^{-6})}} = 4,4.$$

5-8. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ С МАГНИТНЫМИ АНТЕННАМИ

Из формулы (2-8) следует, что для увеличения действующей высоты ферритовой антенны нужно брать больше диаметр сердечника, число витков в обмотке и обеспечивать большую эффективную магнитную проницаемость сердечника $\mu_э$. Число витков при выбранном сердечнике определяется требуемой индуктивностью катушки, а $\mu_э$ существенно зависит от отношения $l_с/d_с$, значительно увеличиваясь с его ростом. Поэтому выгодно брать наибольшую возможную длину сердечника $l_с$ (несколько короче длины корпуса приемника).

Как правило, обмотку ферритовой антенны используют в качестве контурной катушки ВЦ. Если использовать в качестве обмотки часть контурной катушки, то в ней будет, естественно, меньше витков, а это снизит действующую высоту антенны.

На рис. 5-10 изображен ферритовый сердечник с типовым расположением на нем контурной катушки и катушки связи со входом первого каскада приемника для одного диапазона. Обе катушки, как правило, выполняются однослойными.

Число витков катушки при заданной индуктивности обратно пропорционально ее диаметру. Поэтому для увеличения числа витков и действующей высоты антенны диаметр катушки следует приближать по возможности к диаметру сердечника. С этой целью обмотку наносят на тонкий цилиндрический каркас, плотно надеваемый на сердечник.

В диапазонах километровых, гектометровых и декаметровых волн для уменьшения числа магнитных антенн обычно используют один сердечник на два соседних поддиапазона. Катушка неработающего поддиапазона образует с собственной и монтажными емкостями резонансный контур. Если резонансная частота этого контура оказывается в диапазоне работающей катушки, то образованный контур будет отбирать большую мощность из работающего контура и уменьшит коэффициент передачи ВЦ. Поэтому неработающую катушку обычно замыкают накоротко. Образующийся при этом дополнительный контур, находящийся на общем магнитном сердечнике, обеспечивающем сильную связь между катушками, вносит активное сопротивление в работающий контур и ухудшает качество работы антенны и ВЦ. Поэтому расстояние между катушками должно быть достаточно большим.

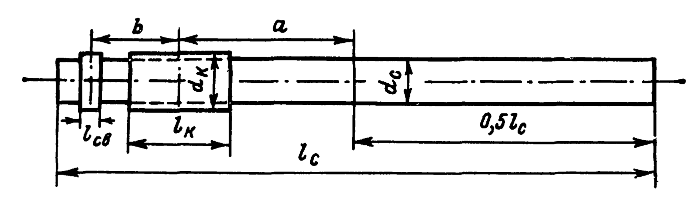


Рис. 5-10.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что наилучшие характеристики двухдиапазонная ферритовая антенна имеет при [16, 31]

$$a/l_c = 0,3 \quad и \quad l_к/l_c = 0,2. \tag{5-78}$$

В этом случае для размещения катушки связи на краю сердечника остается длина, равная $0,1l_c$. Следовательно, расстояние между центрами катушек одного диапазона будет примерно равно $0,15l_c$. Расчетные и экспериментальные данные показывают, что коэффициент связи между ними получается равным 0,55—0,65.

Материал (марку) сердечника выбирают так, чтобы в рабочем диапазоне частот были бы небольшие потери, т. е. малые эквивалентные затухания контуров.

С учетом сказанного для выбора параметров ВЦ поступают следующим образом. Из расчета структурной схемы приемника и его УРС известны индуктивность контура L, а также размеры сердечника l_c, d_c и магнитная постоянная его материала μ_0. Пользуясь этими параметрами по графикам, изображенным на рис. 2-3, находят максимально возможное значение эффективной магнитной проницаемости сердечника $\mu_э$. Затем, учитывая условия (5-78), задаются значением $d_к/d_c = 1,1 \div 1,15$ и по этим данным вычисляют необходимое число витков катушки:

$$w = 2280 \sqrt{\frac{L\,(d_к/d_c + \sqrt{d_к/d_c})}{\mu_э a d_к\,(0,09 - 0,95 l_к/l_c)\,[1 - 0,765\,(2a/l_c)^2 - 0,255\,(l_к/l_c)^2]}}. \tag{5-79}$$

Коэффициент a для этой формулы определяется по графику, приведенному на рис. 5-11. Затем выбирают тип и диаметр провода d в изоляции так, чтобы выполнялось неравенство

$$1,3d < l_к/w < 3, \tag{5-80}$$

поскольку приведенные выше соотношения справедливы при шаге намотки менее трех. Если правое неравенство в формуле (5-80) не выполняется, то, изменив соответствующим образом значение $l_к$, снова вычисляют число витков и проверяют полученный результат по формуле (5-80).

После этого вычисляют действующую высоту антенны по уравнению (2-8). Замкнутая катушка нерабочего диапазона при выполнении условий (5-78) уменьшает действующую высоту антенны против расчетной по формуле (2-8) на 10—20%, увеличивает собственное затухание колебательного контура на 1—4% и уменьшает индуктивность катушки на 5—10%. Последнее учтено численным коэффициентом в формуле (5-79).

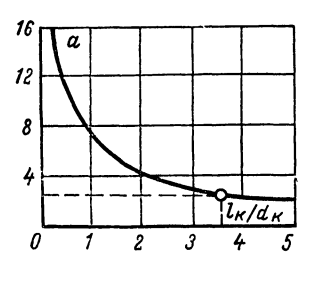


Рис. 5-11.

Собственное затухание колебательных контуров ВЦ с ферритовыми антеннами несколько меньше, чем у обычных контуров без сердечника из-за значительно меньшего числа витков катушки. В диапазонах километровых и гектометровых волн оно обычно колеблется от 0,008 до 0,01, а в декаметровых и метровых — от 0,01 до 0,02.

Выбор связи колебательного контура со входом электронного прибора может быть выполнен по двум условиям: 1) по заданной полосе пропускания (из условий требуемой избирательности); 2) по минимальному коэффициенту шума совместно с первым каскадом приемника. Первый метод обычно используется в диапазонах километровых и гектометровых волн, когда полоса пропускания ВЦ соизмерима с общей полосой пропускания приемника, а второй — в диапазонах декаметровых и более коротких волн, когда полоса пропускания ВЦ оказывается

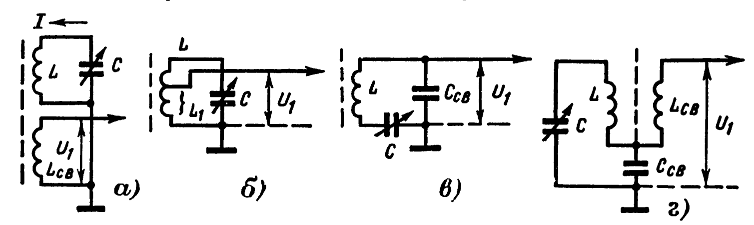


Рис. 5-12.

значительно шире полосы пропускания приемника и важно иметь максимальную чувствительность.

Схемы ВЦ с ферритовыми антеннами различаются видом связи контура со входом первого каскада. Она может быть трансформаторной, автотрансформаторной, внутриемкостной и трансформаторно-емкостной (рис. 5-12, *а—г* соответственно). При настройке колебательного контура с помощью конденсатора трансформаторная и автотрансформаторная связь обеспечивает постоянный коэффициент включения входа каскада к колебательному контуру, а при внутриемкостной связи он сильно меняется по диапазону. Однако последнее оказывается выгодным для обеспечения постоянной полосы пропускания по диапазону. В то же

время включение конденсатора связи уменьшает коэффициент диапазона колебательного контура, что нужно учитывать.

Трансформаторная связь со входом первого каскада. Данная схема ВЦ изображена на рис. 5-12, *а*. Рассмотрим выбор параметров катушки связи при заданной полосе $П \geqslant П_{тр}$, где $П_{тр}$ — требуемое минимально возможное значение полосы пропускания. Поскольку полоса пропускания в диапазоне частот обычно расширяется с частотой, то расчет ведется на минимальной частоте диапазона.

В данном случае под собственным затуханием входного колебательного контура δ понимается его затухание с учетом влияния антенны. Поэтому формула (5-30) с учетом (5-47) и (5-48) для ВЦ с ферритовой антенной запишется так:

$$\delta_э = \delta\left(1 + p_2^2 \frac{g_{вх}}{g}\right) = \delta\left(1 + k^2 \frac{L_{св}}{L} \frac{g_{вх}\omega L}{\delta}\right) = \delta\left(1 + k^2 \frac{L_{св}}{\delta} g_{вх}\omega\right). \quad (5\text{-}81)$$

Отсюда

$$L_{св}\big|_{\omega_{мин}} = \frac{\delta_э - \delta}{k^2 g_{вх}\omega} = \frac{2\pi(П_{тр} - П_к)}{k^2 g_{вх}\omega^2}. \quad (5\text{-}82)$$

Согласно сказанному ранее $П_к$ и $g_{вх}$ следует брать для минимальной частоты диапазона, а значение $k \approx 0{,}6$.

Подставляя в формулу (5-79) параметры катушки связи, можно вычислить число ее витков.

Рассмотрим выбор параметров катушки по минимальному коэффициенту шума. В § 6-6 будет показано, что минимальный коэффициент шума ВЦ и первого каскада приемника обеспечивается в том случае, когда ко входу первого каскада от ВЦ подключается вполне определенная проводимость $g_ш$. При коэффициенте включения p_2 эта проводимость контура пересчитывается к концам катушки связи по формуле $g' = g/p_2^2$. Учитывая уравнение (5-48) и приравнивая g' к $g_ш$, получаем формулу для расчета индуктивности катушки связи:

$$L_{св} = \delta / k^2 \omega g_ш. \quad (5\text{-}83)$$

Запишем уравнение (5-81) в виде

$$\delta_э = \delta\left(1 + k^2 \frac{\omega}{\delta} L_{св} g_{вх}\right). \quad (5\text{-}84)$$

Следовательно, полоса пропускания ВЦ

$$П = \delta_э f_0 = \delta f_0\left(1 + k^2 \frac{\omega}{\delta} L_{св} g_{вх}\right). \quad (5\text{-}85)$$

Для транзисторов проводимость $g_{вх}$ увеличивается с частотой. Поэтому полоса пропускания ВЦ с трансформаторной связью в диапазоне рабочих частот расширяется быстрее, чем по линейному закону.

Коэффициент передачи ВЦ при ферритовой антенне можно определить на основании анализа схемы, приведенной на рис. 5-12, *а*. При резонансе ток во входном колебательном контуре $I = h_д E / r_э$, где $r_э$ — полное активное сопротивление колебательного контура с учетом шунтирующего действия на него входной проводимости первого каскада. В теории радиотехнических цепей показывается, что напряжение U_1, возникающее при этом в катушке связи, определяется соотношением

$U_1 = \omega MI = X_{св}I$. Сопротивление ωM является сопротивлением связи между двумя контурами, и в общем случае, при любом виде связи, его обозначают через $X_{св}$. Тогда можно записать

$$U_1 = \frac{h_д E}{r_э} X_{св},$$

но так как $r_э = \delta_э \rho$, то $U_1 = h_д E X_{св}/\delta_э \rho$.

Поскольку действующая высота ферритовой (как и любой магнитной, например, рамочной) антенны зависит от частоты принимаемого сигнала, то при ее использовании удобнее определять коэффициент передачи ВЦ по полю, т. е. на основании соотношения $K_{0в.цE} = U_1/E$. С учетом сказанного окончательно можно записать

$$K_{0в.цE} = h_д X_{св}/\delta_э \rho. \qquad (5\text{-}86)$$

Для случая трансформаторной связи антенны со входом первого каскада

$$K_{0в.цE} = h_д \omega M/\delta_э \rho = h_д \omega M/\delta_э \omega L = h_д \frac{k}{\delta_э} \sqrt{\frac{L_{св}}{L}}. \qquad (5\text{-}87)$$

Согласно выражению (2-8) $h_д \approx f$, а $\delta_э$ на основании уравнения (5-84) растет с частотой, поэтому $K_{0в.цE}$ в диапазоне частот увеличивается очень мало. Для ВЦ с автотрансформаторной связью $X_{св} = \omega L_1$. Подставив это значение в (5-86), легко получить формулу коэффициента передачи данной ВЦ.

Внутриемкостная связь со входом первого каскада. Данная схема ВЦ изображена на рис. 5-12, *в*. Здесь емкостная ветвь входного контура состоит из двух последовательно включенных конденсаторов C и $C_{св}$, а выходное напряжение снимается только с конденсатора связи. Поэтому такую схему называют иногда схемой с емкостным делителем. Для нее коэффициент включения входа каскада к колебательному контуру при $C_{св} \gg C$ определяется соотношением

$$p_2 = \frac{C}{C + C_{св}} = \frac{1}{1 + C_{св}/C} = \frac{1}{1 + C_{св}\omega^2 L} = \frac{1}{1 + \omega^2/\omega_{св}^2}. \qquad (5\text{-}88)$$

Из данной формулы видно, что в диапазоне частот с ростом частоты коэффициент включения p_2 уменьшается очень сильно, так как емкость контура обратно пропорциональна квадрату частоты.

Выбор емкости связи из условия обеспечения требуемой полосы пропускания также производится на минимальной частоте, поскольку в диапазоне с ростом частоты полоса пропускания расширяется. Подставляя выражение (5-88) в (5-81), получаем:

$$C_{св} = \frac{1}{\omega^2 L}\left[\sqrt{\frac{g_{вх}\omega^2 L}{2\pi (\Pi_{тр} - \Pi_к)}} - 1\right]. \qquad (5\text{-}89)$$

Емкость связи, обеспечивающая минимальный коэффициент шума, определяется уравнением [4, 16]

$$C_{св} = \frac{\sqrt{g_ш \omega L/\delta} - 1}{\omega^2 L}. \qquad (5\text{-}90)$$

Подставляя выражение (5-88) в (5-81), будем иметь:

$$\delta_э = \delta\left[1 + \frac{g_{вх}\omega L}{(1+\omega^2 LC_{св})^2\,\delta}\right]. \tag{5-91}$$

На основании этого

$$П = \delta_э f_0 = \delta f_0\left[1 + \frac{g_{вх}\omega L}{(1+\omega^2 LC_{св})^2\,\delta}\right]. \tag{5-92}$$

Следовательно, изменение полосы пропускания ВЦ при данном виде связи в диапазоне частот существенно зависит от второго слагаемого в квадратных скобках (5-92). Если оно больше единицы, то полоса пропускания может сужаться с ростом частоты, а если меньше единицы, то, как правило, будет медленно расти с частотой. Поэтому данная схема ВЦ может обеспечивать хорошее постоянство полосы пропускания в диапазоне, а значит и хорошую избирательность.

Сопротивление связи в рассматриваемой схеме равно $1/\omega C_{св}$. Подставляя это значение в формулу (5-86), получаем:

$$K_{0\,в.\,ц\,E} = h_д/\delta_э C_{св} L\omega^2. \tag{5-93}$$

Согласно выражению (2-8) $h_д \sim f$. Поэтому изменение $K_{0\,в.\,ц\,E}$ в данной схеме существенно зависит от закона изменения эквивалентного затухания (5-91). В диапазоне километровых волн $g_{вх}$ обычно постоянно, поэтому $K_{0\,в.\,ц\,E}$ может расти вместе с частотой. В случаях, когда $g_{вх}$ увеличивается с частотой (декаметровые и более короткие волны) коэффициент передачи с ростом частоты обычно уменьшается.

Из сравнения характеристик рассмотренных схем ВЦ можно сделать следующие выводы: схема с внутриемкостным включением в диапазоне частот обеспечивает лучшее постоянство полосы пропускания, а схема с трансформаторным включением обеспечивает лучшую чувствительность, особенно на максимальной частоте диапазона. Поэтому емкостную схему целесообразно применять в диапазоне километровых волн для улучшения избирательных свойств радиочастотного тракта, а трансформаторную — в диапазоне декаметровых и более коротких волн для повышения чувствительности приемника.

Трансформаторно-емкостная связь со входом первого каскада. Различие в законах изменения коэффициента передачи $K_{0\,в.\,ц\,E}$ и полосы пропускания $П$ в диапазоне частот приводит к возможности создания ВЦ с комбинированной, т. е. с трансформаторно-емкостной связью. Она изображена на рис. 5-12, *г*. Поскольку здесь два элемента связи, то соответствующим подбором их значений можно при расчете на требуемую полосу пропускания обеспечить хорошее постоянство $K_{0\,в.\,ц\,E}$ и $П$ по поддиапазону частот. Естественно, что действие обоих видов связи должно быть синфазным. Это обеспечивается соответствующим включением концов катушки связи (см. § 5-6). Параметры элементов связи определяются для данного режима на минимальной частоте диапазона формулами [4, 16]

$$C_{св} = \frac{2}{\omega^2 L}\left[\sqrt{\frac{g_{вх}\omega^2 L}{2\pi(П_{тр} - П_к)}} - 1\right]; \tag{5-94}$$

$$L_{св} = \frac{\pi(П_{тр} - П_к)}{k^2\omega^2 g_{вх}}. \tag{5-95}$$

Эквивалентное затухание контура

$$\delta_э = \delta\left[1 + (k^2 L_{св}/L + 1/\omega^4 L^2 C_{св}^2)\, g_{вх}\omega L/\delta\right], \qquad (5\text{-}96)$$

а коэффициент передачи по полю

$$K_{0в.цE} = \frac{h_д k}{\delta_э}\sqrt{\frac{L_{св}}{L}}\left(1 + \frac{1}{\omega^2 L_{св} C_{св}}\right). \qquad (5\text{-}97)$$

Минимальный коэффициент шума обеспечивается при следующем выборе элементов связи:

$$L_{св} = \frac{\delta\,(k_д^4 - 1)}{k^2 k_д \omega_{мин}\left(k_д^3 g_{ш\omega_{мин}} - g_{ш\omega_{макс}}\right)}; \qquad (5\text{-}98)$$

$$C_{св} = \sqrt{\frac{k_д g_{ш\omega_{макс}} - g_{ш\omega_{мин}}}{\delta\omega_{мин}^2 L\,(k_д^4 - 1)}}. \qquad (5\text{-}99)$$

Эквивалентное затухание и коэффициент передачи в этом случае вычисляются по формулам (5-96) и (5-97).

Пример 5-13. Определить параметры ВЦ с ферритовой антенной и трансформаторной связью со входом первого транзистора типа П403 при $I_к = 1$ мА по следующим исходным данным:

$f_{мин} = 150$ кГц, $f_{макс} = 408$ кГц, $\delta = 0{,}01$, $L = 2{,}2$ мГ, $П_{тр} \geqslant 8$ кГц. Параметры сердечника: $l_с = 16$ см, $d_с = 0{,}8$ см, $\mu_0 = 400$ Г/м. На сердечнике размещены катушки соседнего поддиапазона.

При $\frac{l_с}{d_с} = \frac{16}{0{,}8} = 20$ по графикам (см. рис. 2-3) находим $\mu_э = 130$ Г/м. Принимаем для размещения катушки на сердечнике условия (5-78). По графику (см. рис. 5-11) для $l_к/d_к = 3{,}2/0{,}92 = 3{,}5$ находим коэффициент $a = 2{,}4$ и вычисляем по формуле (5-79) число витков контурной катушки:

$$w = 2280 \times$$

$$\times\sqrt{\frac{2{,}2\cdot 10^{-3}\,(1{,}15 + \sqrt{1{,}15})}{130\cdot 2{,}4\cdot 0{,}0092\,(0{,}09 + 0{,}95\cdot 0{,}2)\,(1 - 0{,}765\cdot 0{,}6^2 - 0{,}255\cdot 0{,}2^2)}} =$$

$$= 214.$$

Для намотки катушки выбираем эмалированный провод ПЭЛ диаметром 0,1 мм. В изоляции он имеет диаметр 0,115 мм. Проверяем выполнение неравенств (5-80) $1{,}3\cdot 0{,}115 = 0{,}15 < 36/214 = 0{,}168 < 3$. Они выполняются, и пересчета производить не нужно

Действующая высота антенны для начала диапазона в соответствии с формулой (2-8) $h_{д150} = 1{,}64\cdot 0{,}008^2\cdot 214\cdot 130\cdot 1{,}5\cdot 10^5\cdot 10^{-8} = 4\cdot 10^{-3}$ м $= 4$ мм. Аналогично для среднеквадратичной частоты * диапазона $h_{д250} = 6{,}7$ мм и для конца диапазона $h_{д408} = 10{,}9$ мм.

Согласно уравнению (4-28) полоса пропускания контура на минимальной частоте $П_к = 0{,}01\cdot 150 = 1{,}5$ кГц. По табл. 4-1 и формуле

* В диапазонах километровых и гектометровых волн коэффициенты диапазонов обычно составляют 2,5—3. Поэтому основные параметры ВЦ и УРС вычисляют на крайних и среднеквадратичной $\sqrt{f_{мин} f_{макс}}$ частотах каждого поддиапазона.

(4-2) определяем входную проводимость транзистора Она одинакова для всего диапазона частот и равна 0,7 мСм.

Поскольку задана минимально допустимая полоса пропускания, то индуктивность катушки связи выбираем по формуле (5-82):

$$L_{св}=\frac{(8\cdot 10^3-1,5\cdot 10^3)\,6,28}{0,6^2\cdot 0,7\cdot 10^{-3}\cdot 6,28^2\cdot 150^2\cdot 10^6}=0,18\cdot 10^{-3}\ \text{Г}$$

Эквивалентное затухание контура согласно выражению (5-84) в начале диапазона

$$\delta_{э150}=0,01\left(1+\frac{0,6^2}{0,01}0,18\cdot 10^{-3}\cdot 0,7\cdot 10^{-3}\cdot 6,28\cdot 1,5\cdot 10^5\right)=0,053,$$

на среднеквадратичной частоте $\delta_{э250}=0,082$ и в конце диапазона $\delta_{э408}=0,13$. Полосы пропускания в соответствии с уравнением (4-28) $П_{150}=0,053\cdot 150=8$ кГц; $П_{250}=20,5$ кГц и $П_{408}=52,3$ кГц.

Коэффициент передачи на основании формулы (5-87):

для начала диапазона

$$K_{0\,в.цЕ\,150}=\frac{4\cdot 10^{-3}\cdot 0,6}{0,053}\sqrt{\frac{0,18}{2,2}}=0,013;$$

для среднеквадратичной частоты

$$K_{0\,в\,цЕ\,250}=\frac{6,7\cdot 10^{-3}\cdot 0,6}{0,082}\sqrt{\frac{0,18}{2,2}}=0,014$$

и для конца диапазона

$$K_{0\,в.цЕ\,408}=\frac{10,9\cdot 10^{-3}\cdot 0,6}{0,13}\sqrt{\frac{0,18}{2,2}}=0,015.$$

Пример 5-14. Найти параметры ВЦ по исходным данным примера 5-13 для внутриемкостной связи со входом первого транзистора. Собственные параметры антенны и контура сохраняются теми же. Вычисляем емкость связи по формуле (5-89) в начале поддиапазона:

$$C_{св}=\frac{1}{6,28^2\cdot 1,5^2\cdot 10^{10}\cdot 2,2\cdot 10^{-3}}\times$$

$$\times\left[\sqrt{\frac{0,7\cdot 10^{-3}\cdot 6,28^2\cdot 1,5^2\cdot 10^{10}\cdot 2,2\cdot 10^{-3}}{6,28\,(8\cdot 10^3-1,5\cdot 10^3)}}-1\right]=$$

$$=2,45\cdot 10^{-9}\ Ф=2450\ пФ$$

Находим эквивалентное затухание контура для трех точек поддиапазона по формуле (5-91):

$$\delta_{э150}=0,01\left[1+\frac{0,7\cdot 10^{-3}\cdot 6,28\cdot 1,5\cdot 10^5\cdot 2,2\cdot 10^{-3}}{0,01\,(1+6,28^2\cdot 1,5^2\cdot 10^{10}\cdot 2,2\cdot 10^{-3}\cdot 1,11\cdot 10^{-9})^2}\right]=$$
$$=0,053;$$

$$\delta_{э250}=0,022\quad и\quad \delta_{э408}=0,013;$$

по формуле (4-28) находим соответствующие им полосы пропускания $П_{150}=0,053\cdot 150=8$ кГц, $П_{250}=5,5$ кГц и $П_{408}=5,3$ кГц.

Входная проводимость заданного транзистора постоянна в рабочем диапазоне. Поэтому с ростом частоты знаменатель второго слагаемого

в формуле (5-91) очень сильно растет, что и приводит в рассматриваемом случае к сужению полосы по мере роста частоты. Так как полоса пропускания в конце диапазона получилась уже требуемой, то выберем емкость связи по формуле (5-89) в конце диапазона

$$C_{св} = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 4{,}08^2 \cdot 10^{10} \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3}} \times$$

$$\times \left[\sqrt{\frac{0{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}28^2 \cdot 4{,}08^2 \cdot 10^{10} \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3}}{6{,}28\,(8 \cdot 10^3 - 4{,}08 \cdot 10^3)}} - 1\right] = 13 \cdot 10^{-10}\ Ф.$$

При такой емкости согласно выражению (5-91) эквивалентные затухания $\delta_{э150} = 0{,}122$; $\delta_{э250} = 0{,}046$ и $\delta_{э408} = 0{,}0195$, а полосы пропускания $П_{150} = 18$ кГц; $П_{250} = 14{,}4$ кГц и $П_{408} = 8$ кГц, что удовлетворяет заданию.

Коэффициент передачи для начала диапазона определяем по формуле (5-93):

$$K_{0\,в.\,ц\,E150} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{0{,}122 \cdot 13 \cdot 10^{-10} \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}28^2 \cdot 1{,}5^2 \cdot 10^{10}} = 0{,}016.$$

Для других частот получим $K_{0\,в.\,ц\,E_{250}} = 0{,}022$ и $K_{0\,в.\,ц\,E_{408}} = 0{,}03$.

Пример 5-15. Рассчитать параметры ВЦ по исходным данным примера 5-13 при трансформаторно-емкостной связи со входом первого транзистора.

Параметры антенны и контура сохраняются и в этом случае прежними. Вычисляем для начала поддиапазона индуктивность катушки связи по формуле (5-95):

$$L_{св} = \frac{3{,}14\,(8 \cdot 10^{-3} - 1{,}5 \cdot 10^3)}{0{,}6^2 \cdot 6{,}28^2 \cdot 1{,}5^2 \cdot 10^{10} \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-3}} = 0{,}9 \cdot 10^{-4}\ Г$$

и емкость связи по формуле (5-94):

$$C_{св} = \frac{2}{6{,}28^2 \cdot 1{,}5^2 \cdot 10^{10} \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3}} \times$$

$$\times \left[\sqrt{\frac{0{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}28^2 \cdot 1{,}5^2 \cdot 10^{10} \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3}}{6{,}28\,(8 \cdot 10^3 - 1{,}5 \cdot 10^3)}} - 1\right] = 4{,}9 \cdot 10^{-9}\ Ф.$$

Определяем эквивалентное затухание для начала поддиапазона по формуле (5-96):

$$\delta_{э150} = 0{,}01\left[1 + \left(0{,}6^2\,\frac{0{,}9 \cdot 10^{-4}}{2{,}2 \cdot 10^{-3}} + \right.\right.$$

$$\left. + \frac{1}{6{,}28^4 \cdot 1{,}5^4 \cdot 10^{20} \cdot 2{,}2^2 \cdot 10^{-6} \cdot 4{,}9^2 \cdot 10^{-18}}\right)\frac{0{,}7 \cdot 10^{-3}}{0{,}01} \times$$

$$\left. \times \frac{6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5 \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3}}{1}\right] = 0{,}054.$$

Для других частот получим $\delta_{э250} = 0,036$ и $\delta_{э408} = 0,034$. Полосы пропускания согласно уравнению (4-28) $П_{150} = 0,054 \cdot 150 = 8$ кГц; $П_{250} = 9$ кГц и $П_{408} = 14$ кГц.

Коэффициент передачи по полю определяем по формуле (5-97):

$$K_{0\,в.\,ц\,E\,150} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,6}{0,054} \sqrt{\frac{0,9 \cdot 10^{-4}}{2,2 \cdot 10^{-3}}} \times$$

$$\times \left(1 + \frac{1}{6,28^2 \cdot 1,5^2 \cdot 10^{10} \cdot 0,09 \cdot 10^{-3} \cdot 4,9 \cdot 10^{-9}}\right) = 0,033$$

и

$$K_{0\,в.\,ц\,E250} = 0,043 \quad и \quad K_{0\,в.\,ц\,E408} = 0,052.$$

Сравнение данных примеров 5-13, 5-14 и 5-15 подтверждает сказанное ранее о частотных зависимостях основных характеристик входных цепей с ферритовыми антеннами в диапазоне километровых волн. Наилучшее постоянство полосы пропускания и наибольший коэффициент передачи получается при трансформаторно-емкостной связи со входом первого каскада. Выигрыш в коэффициенте передачи по сравнению с трансформаторной связью получается в 3, а с емкостной — в 2 раза. Поэтому для рассматриваемого поддиапазона следует отдать предпочтение схеме с трансформаторно-емкостной связью.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каковы основные функции ВЦ?
2. Дайте определения основных характеристик ВЦ и укажите критерии их количественной оценки.
3. Какую характеристику называют обобщенной кривой избирательности одиночного контура? Как ею пользоваться для оценки избирательных свойств одиночного контура?
4. Функцией какого параметра является семейство обобщенных характеристик избирательности двух связанных контуров?
5. Каким параметром оценивают форму кривой избирательности для определения избирательных свойств резонансной системы?
6. Нарисуйте схемы одноконтурных ВЦ и опишите их основные характеристики.
7. Нарисуйте обобщенную эквивалентную схему одноконтурных ВЦ и объясните принцип ее построения.
8. При каких условиях достигается максимальный коэффициент передачи одноконтурной ВЦ?
9. В чем физическая сущность режима согласования?
10. Какова зависимость эквивалентного затухания контура ВЦ от параметров контура и коэффициента связи с антенной и входом электронного прибора в режиме согласования?
11. При каких условиях можно достигнуть максимального коэффициента передачи ВЦ при заданной полосе пропускания? В чем их физическое содержание?

12. Каковы зависимости $K_{0в.ц}$ и $\delta_э$ от частоты ВЦ с трансформаторной связью? От чего зависит характер этих зависимостей?

13. Какие условия определяют выбор коэффициента связи контура с антенной?

14. Каковы пути улучшения избирательных свойств одноконтурной ВЦ?

15. Каковы зависимости $K_{0в.ц}$ и $\delta_э$ от частоты для ВЦ с внешнеемкостной связью?

16. В чем состоят основные особенности ВЦ телевизионных приемников? Почему их контуры не имеют элементов настройки?

17. Каковы количественные соотношения основных параметров одноконтурных ВЦ транзисторных и ламповых приемников?

18. В чем заключаются особенности ВЦ с магнитными антеннами? Как влияет выбор связи со входом первого каскада на характер частотных зависимостей их параметров?

ЗАДАЧИ

5-1. Чему равно ослабление, обеспечиваемое одиночным колебательным контуром с резонансной частотой 150 кГц и эквивалентным затуханием 0,06, при расстройках 10 и 30 кГц?

Ответ: 2,45 и 6,75.

5-2. Чему равны обобщенные расстройки по условиям задачи 5-1?

Ответ: 2,23 и 6,69.

5-3. Вычислить ослабление, обеспечиваемое двумя связанными контурами при критической связи, для исходных данных задачи 5-1.

Ответ: 2,7 и 44,7.

5-4. Определить полосы пропускания резонансных систем по условиям задач 5-1 и 5-3.

Ответ: 9 кГц и 12,7 кГц.

5-5. Определить коэффициенты прямоугольности при $d = 10$ для резонансных систем, рассмотренных в задачах 5-1 и 5-3.

Ответ: 10 и 3,2.

5-6. При каких расстройках резонансные системы, рассмотренные в задачах 5-1 и 5-3, обеспечивают ослабление в 10 раз?

Ответ: при 45 кГц и 20,3 кГц.

5-7. Определить максимальный коэффициент передачи ВЦ при полосе пропускания 8 МГц для исходных данных примера 5-12.

Ответ: 5,1.

5-8. Определить эквивалентное затухание колебательного контура и коэффициент передачи ВЦ примера 5-8 в конце диапазона, если $p_2 = 1$?

Ответ: 2,03 и 0,048 (поскольку $\delta_э > 1$, то расчетные формулы дают большую погрешность).

5-9. Вычислить коэффициент передачи ВЦ в начале и в конце диапазона по исходным данным примера 5-8, если не применять компенсации расстройки входного контура антенной.

Ответ: 0,15 и 0,0825.

ГЛАВА 6

УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ

6-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И КЛАССИФИКАЦИЯ

В соответствии со структурными схемами приемников, рассмотренными в § 1-3, элементы, в которых принимаемый сигнал только усиливается (но не преобразуется), принято называть радиочастотным трактом или трактом радиосигнала. Усилитель радиосигнала (УРС) в современном приемнике служит для: 1) уменьшения коэффициента шума приемника с целью достижения требуемой чувствительности; 2) обеспечения вместе с ВЦ заданной избирательности в радиотракте; 3) усиления радиосигнала до уровня, обеспечивающего хорошую работу детектора в приемнике прямого усиления. Если от приемника не требуются высокая чувствительность и хорошая избирательность в радиотракте, то УРС можно не применять, так как он достаточно сложен в изготовлении, имеет высокую стоимость и большие размеры.

В приемниках с переменной настройкой УРС, как правило, состоит из каскадов резонансного усилителя, в каждом из которых имеется по одному колебательному контуру, настраиваемому на несущую частоту принимаемого сигнала. Применение более сложных избирательных систем (связанных колебательных контуров) в УРС с переменной настройкой обычно бывает нецелесообразным, так как они значительно увеличивают габариты и стоимость приемника Однако в приемниках с фиксированной настройкой сложные избирательные системы находят применение. Усилители радиосигналов можно классифицировать по следующим признакам. В зависимости от типа усилительного прибора они могут быть: транзисторными, ламповыми, с параметрическими или туннельными диодами и т. п. По диапазонным свойствам УРС разделяются на усилители с переменной и постоянной настройкой. Кроме того, они могут быть однокаскадными и многокаскадными. В современных радиовещательных и радиолюбительских приемниках чаще всего в качестве УРС применяют однокаскадные резонансные усилители.

Для оценки УРС используются следующие характеристики.

1. Резонансный коэффициент усиления есть отношение амплитуды выходного сигнала $U_{0\,\text{вых}\,m}$ к амплитуде входного сигнала $U_{0\,\text{вх}\,m}$ при настройке резонансной системы усилителя на несущую частоту сигнала

$$K_0 = U_{0\,\text{вых}\,m}/U_{0\,\text{вх}\,m} \tag{6-1}$$

Если используются сложные многоконтурные резонансные системы, то коэффициент усиления определяется на средней частоте полосы пропускания. В диапазонах метровых и более коротких волн уровень сигнала измеряют в единицах мощности. Поэтому усилители этих диапазонов характеризуют резонансным коэффициентом усиления по мощности

$$K_{0P} = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}. \tag{6-2}$$

Обозначив через $g_{\text{н}}$ и $g_{\text{вх}}$ нагрузочную и входную проводимости усилителя, можно определить связь между этими коэффициентами

усиления:

$$K_{0P}=0{,}5U_{0\,\text{вых}\,m}^2 g_{\text{н}}/0{,}5U_{0\,\text{вх}\,m}^2 g_{\text{вх}}=K_0^2 g_{\text{н}}/g_{\text{вх}}. \qquad (6\text{-}3)$$

Когда в усилителе применяется два и более каскадов, то его коэффициент усиления определяется уравнением

$$K_{0\,\text{ус}}=K_{01}K_{02}\ldots K_{0n}=\prod_{i=1}^{n}K_{0i}. \qquad (6\text{-}4)$$

2. Избирательность усилителя характеризуется его кривой избирательности. Количественно она оценивается требуемым ослаблением $d_{\text{тр}}$ при заданной расстройке Δf (см. § 1-2). Поскольку для повышения ослабления необходимо сужать кривую избирательности, то задается минимальная требуемая полоса пропускания $П_{\text{тр}}$. Но так как для резонансных усилителей форма кривой избирательности строго определяется обобщенной кривой одиночных контуров, соответствующей числу каскадов, то значения $d_{\text{тр}}$ и $П_{\text{тр}}$ не могут задаваться произвольно (см. § 5-2).

3. Коэффициент шума определяет чувствительность приемника. По уравнению (4-71) можно вычислить требуемый коэффициент шума $Ш_{\text{тр}}$. С другой стороны, если обозначить через $K_{P\,\text{у.рс}}$ и $Ш_{\text{у.рс}}$ коэффициент усиления по мощности и коэффициент шума УРС, а через $K_{P\,\text{в.ц}}$ и $Ш_{\text{в.ц}}$, $K_{P\,\text{п.ч}}$ и $Ш_{\text{п.ч}}$, $Ш_{\text{ун.п.ч}}$ аналогичные параметры входной цепи, преобразователя частоты и усилителя напряжения промежуточной частоты, то коэффициент шума приемника

$$Ш=Ш_{\text{в.ц}}+\frac{Ш_{\text{у.рс}}-1}{K_{P\,\text{в.ц}}}+\frac{Ш_{\text{п.ч}}-1}{K_{P\,\text{в.ц}}K_{P\,\text{у.рс}}}+\frac{Ш_{\text{у.н.п.ч}}-1}{K_{P\,\text{в.ц}}K_{P\,\text{у.рс}}K_{P\,\text{п.ч}}}.$$

Усилитель радиосигналов следует применять в том случае, если без него $Ш_{\text{тр}}<Ш$, а при нем $Ш_{\text{тр}}\geqslant Ш$. Если без УРС выполняется неравенство $Ш_{\text{тр}}>Ш$, то заданная чувствительность достижима и без усилителя радиосигналов.

4. Диапазон рабочих частот УРС полностью определяется этой же характеристикой приемника.

5. Уровень искажений сигнала задается отдельно по каждому из возможных видов искажений: амплитудно-частотных, фазо-частотных и нелинейных. Их количественная оценка ведется в соответствии с критериями, приведенными в пункте § 1-2.

6. Динамический диапазон УРС может быть определен по формуле (1-3), если заменить $E_{A\,\text{макс}}$ на $U_{0\,\text{вх}\,\text{макс}}$, при котором наступает допустимый уровень искажений, а E_{A0} на $U_{0\,\text{вх}\,m}=E_{A0}\,K_{0\,\text{в.ц}}$.

7. Стабильность работы обеспечивается, если при заданных условиях эксплуатации все характеристики УРС сохраняются, а в его элементах отсутствует генерация э. д. с. или токов (кроме шумовых).

8. Удобство управления УРС неизбежно вытекает из аналогичного требования ко всему приемнику.

6-2. СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ И ЛАМПОВЫХ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В УРС современных приемников в основном применяются каскады, выполненные по схеме с общим эмиттером и общим катодом. На рис. 6-1 приведены основные схемы транзисторных резонансных усилителей,

а на рис. 6-2 — один из вариантов лампового резонансного усилителя [3, 29, 32]. Характерной особенностью транзисторных резонансных усилителей является неполное (на рис. 6-1, *а* и *б* — автотрансформаторное) подключение колебательного контура к выходным электродам транзистора: коллектор — эмиттер. Это обычно делается из-за большой выходной проводимости транзисторов $g_{вых}$ с целью обеспечения необходимого затухания колебательного контура или для снижения усиления до устойчивого. Коэффициент неполного включения определяется формулой (5-19). Подключение следующего (транзисторного) каскада к контуру также неполное, так как входные проводимости транзисторов $g_{вх}$ весьма велики и значительно превышают их выходные проводимости. На рис. 6-1, *а* это достигается подбором связи между катушкой связи $L_{св}$ и контурной катушкой L. Такая схема называется схемой с трансформаторным включением входа следующего каскада. Коэффициент неполного включения в этом случае аналогично выражению (5-48) определяется формулой

$$p_2 = M/L, \tag{6-5}$$

а коэффициент связи между катушками — формулой (5-47).

Роторы блока конденсаторов переменной емкости обычно соединяются с шасси приемника. Поэтому при последовательной схеме питания коллекторной цепи, когда питающее напряжение источника подводится к коллектору через контурную катушку, в контур включается специальный разделительный конденсатор $C_ф$. Он предотвращает короткое замыкание источника через соединенный с шасси ротор конденсатора C и вместе с резистором $R_ф$ образует развязывающий фильтр коллекторной цепи, необходимый при использовании общего источника для питания всех каскадов приемника.

Резисторы $R_э$, $R'_б$, $R''_б$ и $R_ф$ обеспечивают необходимый режим работы транзистора и температурную стабилизацию его коллекторного тока. Их сопротивления определяются соотношениями

$$R_э = \frac{\alpha_0 (E_{к0} - U_{R_ф} - E_к)}{I_к - I_{к0} 2^{0,1\Delta T}}; \quad R''_б = \frac{(\sigma - 1)(E_{к0} - U_{R_ф})}{I_к - \sigma I_{к0} 2^{0,1\Delta T}};$$

$$R'_б = \frac{1,25 R_э R''_б (\sigma - 1)}{\alpha_0 \sigma R''_б - (\sigma - 1)(R_э + R''_б)};$$

$$R_ф = \frac{U_{R_ф}}{I_к + \dfrac{E_{к0} - U_{R_ф}}{R'_б + R''_б}}, \tag{6-6}$$

где $E_к$ — напряжение между коллектором и эмиттером в выбранной рабочей точке; $I_{к0}$ — обратный ток коллектора в рабочей точке; ΔT — интервал рабочих температур усилителя; α_0 — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой; σ — необходимый коэффициент стабильности коллекторного тока (его выбирают в пределах от 1,5 до 6; чем он меньше, тем стабильнее ток); $E_{к0}$ — напряжение источника питания; $I_к$ — ток коллектора в рабочей точке; $U_{R_ф}$ — падение напряжения на сопротивлении фильтра.

Резистор $R_ф$ выбирается таким, чтобы падение напряжения на нем за счет протекания тока не превышало 1—2 В. В противном случае потребуется источник питания с большим напряжением. Чтобы емкость

разделительного конденсатора не влияла существенно на диапазонные свойства контура [не уменьшала $k_д$ — см. (5-50)] она должна удовлетворять неравенству

$$C_ф \geqslant (50 \div 100)\, C_{макс}, \qquad (6\text{-}7)$$

где $C_{макс}$ — максимальная емкость конденсатора переменной емкости.

Для обеспечения нормальной работы фильтра сопротивление этого конденсатора на минимальной рабочей частоте должно быть по меньшей мере в 100 раз меньше, чем сопротивление резистора $R_ф$, т. е.

$$C_ф \geqslant 100/\omega_{мин} R_ф. \qquad (6\text{-}8)$$

Конденсатор $C_э$ шунтирует резистор $R_э$ по переменному току и тем самым обеспечивает нулевой потенциал эмиттера по току с частотой

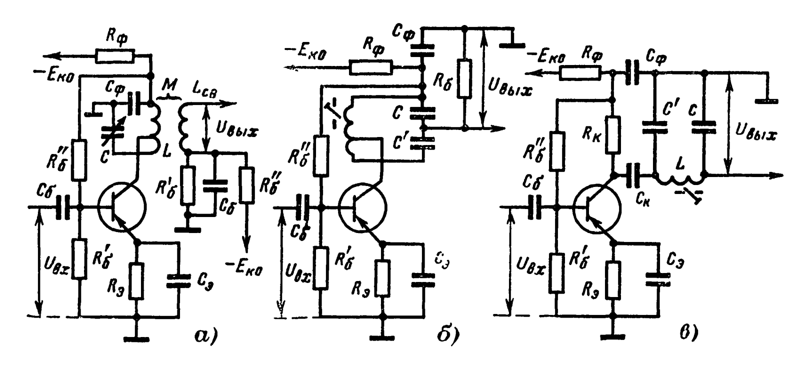


Рис. 6-1.

сигнала, что обязательно в схеме с общим эмиттером. Для этого сопротивление конденсатора на минимальной рабочей частоте усилителя должно быть примерно в сто раз меньше сопротивления резистора $R_э$. Это будет при выполнении неравенства (6-8), если заменить в нем $C_ф$ на $C_э$ и $R_ф$ на $R_э$.

Если на эмиттерном резисторе $R_э$ будет даже малая переменная составляющая напряжения за счет протекания переменного эмиттерного тока, то она приведет к возникновению (см. подробнее § 6-5) отрицательной обратной связи, которая снижает коэффициент усиления каскада. Действительно, пусть в данный момент времени полярность возрастающего по амплитуде входного сигнала на базе — отрицательная, а на шасси и эмиттере — положительная (см. рис. 4-1). В этом случае ток эмиттера, протекающий от шасси к эмиттеру, под воздействием сигнала также станет увеличиваться. За счет этого повысится падение напряжения сигнала $U_{э\sim}$ на эмиттерном резисторе. Из рисунка видно, что входной сигнал и переменное напряжение на эмиттерном резисторе действуют между базой и эмиттером транзистора в противофазе. Следовательно, результирующее напряжение сигнала, управляющее работой транзистора, будет ($U_{вх}$ — $U_{э\sim}$). Чем больше переменное напряжение на эмиттерном сопротивлении, тем меньше результирующее напряжение между базой и эмиттером. А это уменьшает переменную составляющую коллекторного и эмиттерного токов транзистора, а значит и усиление каскада.

Поэтому можно говорить о том, что конденсатор $C_э$ служит для предотвращения отрицательной обратной связи в усилительном каскаде за счет наличия эмиттерного резистора.

На схеме, представленной на рис. 4-1, неполное включение к контуру входа следующего каскада обеспечивается автотрансформаторной связью через переходную цепочку $C_б R_б$, что и определяет аналогичное название схемы. Коэффициент неполного включения в этом случае определяется равенством (5-20). Конденсатор $C_б$ предотвращает подачу напряжения источника питания $E_{к0}$ на базу транзистора следующего каскада, а резистор $R_б$ является эквивалентом входного сопротивления следующего каскада Для того чтобы на конденсаторе $C_б$ не происходило большого падения напряжения сигнала, его емкость должна удовлетворять двум неравенствам:

$$C_б \geqslant (20 \div 50)\, C_{вх2} \quad (6\text{-}9)$$

$$C_б \geqslant \frac{50}{\omega_{мин}} g_{вх2}, \quad (6\text{-}10)$$

где $C_{вх2}$ и $g_{вх2}$ — входные емкость и проводимость следующего каскада.

При подстройке контура индуктивностью, что часто используется в УРС приемников с постоянной настройкой или в резонансных каскадах усилителя напряжения промежуточной частоты, обычно применяется емкостное включение входа следующего каскада. Это определило название усилителя — с внутриемкостной связью со входом следующего каскада. Схема такого усилителя показана на рис. 6-1, *б*. Здесь коэффициент включения

$$p_2 = \frac{C'}{C' + C} \quad (6\text{-}11)$$

остается неизменным при настройке контура индуктивностью. Для такого усилителя не нужно усложнять изготовление контурной катушки добавочным отводом (как в схеме на рис. 4-1) или изготовлять катушку связи. Применение добавочного конденсатора постоянной емкости C' экономически и конструктивно оказывается выгоднее. Кроме того, в экспериментальных работах такая схема обеспечивает изменение p_2 соответствующей сменой конденсаторов C и C'. Иногда эта схема (например, в автомобильных приемниках) применяется несколько в ином варианте, показанном на рис. 6-1, *в*. Эту схему часто называют схемой с последовательным включением контурной катушки, которая непосредственно соединяет выход транзистора данного каскада со входом следующего. Характерной особенностью этой схемы является двойное неполное включение колебательного контура как в коллекторную цепь транзистора, так и ко входу следующего каскада. Коэффициенты включения в данном случае

$$p_1 = \frac{C}{C + C'} \quad и \quad p_2 = \frac{C'}{C + C'}. \quad (6\text{-}12)$$

Из формул (6-12) видно, что значение коэффициентов неполного включения в этой схеме нельзя брать произвольно, так как они связаны зависимостью $p_1 + p_2 = 1$. Следовательно выбор одного коэффициента определяет значение другого. Заметим, что в емкость C кроме соответствующей монтажной емкости входит входная емкость следующего каскада, а в емкость C' — выходная емкость транзистора.

В данной схеме применена параллельная схема питания коллекторной цепи транзистора. Постоянная составляющая тока коллектора

протекает через резистор $R_к$, минуя катушку контура. Таким образом, выходная цепь транзистора (участок коллектор — эмиттер), резистор $R_к$ (цепь питания) и колебательный контур оказываются включенными параллельно. При такой схеме проводимость резистора $R_к$ включена параллельно выходной проводимости транзистора $g_{вых}$, что необходимо учитывать при оценке усилительных и избирательных свойств каскада.

В диапазонах декаметровых и более длинных волн входная и выходная проводимости высокочастотных пентодов значительно меньше собственных проводимостей колебательных контуров. Их шунтирующее действие на контур оказывается незначительным. Поэтому в ламповых усилителях этих диапазонов волн, как правило, применяется схема с полным или непосредственным включением колебательного контура как в анодную цепь лампы, так и ко входу следующего каскада. Эта схема изображена на рис. 6-2 и для нее $p_1 = p_2 = 1$. Здесь резистор $R_ф$ и

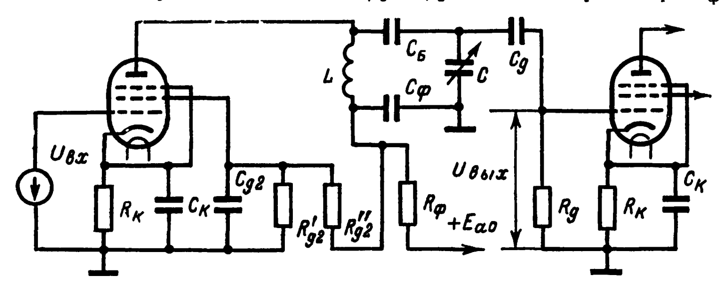


Рис. 6-2.

конденсатор $C_ф$ образуют развязывающий фильтр питания анодной цепи. В ламповых схемах сопротивление резистора $R_ф$ выбирают из условия допустимого падения напряжения на нем $E_ф = E_{a0} - E_a - E_g$, а емкость конденсатора $C_ф$ находят по неравенствам (6-7) и (6-8). Здесь E_a — анодное напряжение, а E_g — исходное смещение сетки в рабочей точке. Сопротивление резистора $R_к$, обеспечивающее исходное смещение на сетке, определяется из условия

$$R_к = \frac{E_g}{I_a + I_{g2}}, \qquad (6\text{-}13)$$

где I_a и I_{g2} — анодный и экранный токи лампы в рабочей точке.

Конденсатор $C_к$ шунтирует резистор $R_к$, обеспечивая соединение катода с шасси по переменному току, что обязательно для схемы с общим катодом. Его емкость находится из уравнения (6-8), если заменить в нем $R_ф$ на $R_к$ и $C_ф$ на $C_к$.

Резисторы R'_{g2} и R''_{g2} служат для питания экранной сетки. Чтобы напряжение на экранной сетке лампы мало менялось при изменении смещения на управляющей сетке (последнее имеет место при автоматической регулировке усиления каскада) и не ухудшало работы системы автоматической регулировки усиления (см. § 11-2), ток через резисторы R'_{g2}, R''_{g2} должен превышать в 2—3 раза экранный ток лампы в рабочей точке. Это будет при

$$R'_{g2} = \frac{E_{g2}}{2I_{g2}} \quad и \quad R''_{g2} = \frac{E_{a0} - E_{g2}}{3I_{g2}}. \qquad (6\text{-}14)$$

Конденсатор C_{g2} обеспечивает нулевой потенциал экранной сетки относительно катода по переменным токам. Его сопротивление на минимальной рабочей частоте должно быть в 100—1000 раз меньше сопротивления резистора R'_{g2}. Конденсатор $C_Б$ служит для предотвращения замыкания источника анодного напряжения при случайном соединении пластин переменного конденсатора C. Последнее может произойти от вибраций в переносных приемниках и приемниках, устанавливаемых на самолетах, автомашинах, кораблях. Если конденсатор C имеет твердый диэлектрик, то конденсатор $C_Б$ не применяют. Емкость конденсатора $C_Б$ должна удовлетворять неравенству (6-7), если заменить в нем $C_ф$ на $C_Б$.

В переходной цепочке R_gC_g резистор R_g служит сопротивлением утечки сетки лампы следующего каскада. Чтобы шунтирование контура было малым, сопротивление резистора R_g должно быть в 10—30 раз больше максимального эквивалентного сопротивления колебательного контура. Но в то же время оно не должно превышать максимально допустимого сопротивления утечки сетки лампы следующего каскада. Для высокочастотных пентодов сопротивление утечки равно 0,8—1,5 МОм. Емкость конденсатора C_g можно определить из неравенств (6-9) и (6-10), если заменить в них $C_б$ на C_g и $g_{вх}$ на $1/R_g$.

Постоянная времени цепочки R_gC_g не должна превышать 0,01 с (при $R_g = 1$ МОм и $C_g \leqslant 10\,000$ пФ), чтобы избежать длительного запирания лампы следующего каскада при сильной импульсной помехе и тем самым предотвратить дополнительные искажения принимаемого сигнала. В первом приближении сказанное можно объяснить следующим образом. Если импульс помехи превысит исходное напряжение смещения лампы следующего каскада, то в ее сеточной цепи потечет сеточный ток. За счет этого тока участок лампы сетка — катод можно считать замкнутым, и конденсатор C_g начнет заряжаться от импульса помехи. При этом заряд левой (по схеме) обкладки C_g будет положительным, а правой, соединенной с сеткой лампы, — отрицательным. Когда импульс помехи окончится, то конденсатор C_g начнет разряжаться через емкость $C_Б$, контурную катушку L, резистор $R_ф$, внутреннее сопротивление источника анодного напряжения и резистор R_g. Лампа следующего каскада откроется только после разряда конденсатора C_g.

В приемниках с ограниченной мощностью источников питания, а также в каскадах с постоянным напряжением смещения напряжение на экранную сетку подают через один резистор R''_{g1}, а второй резистор R'_{g2} не ставят. В этом случае $R''_{g2} = \dfrac{E_{a0} - E_{g2}}{I_{g2}}$.

При необходимости анодную цепь лампы или вход следующего каскада подключают к контуру не полностью. Для этого может использоваться любой из способов, рассмотренных применительно к схемам, изображенным на рис. 6-1 (трансформаторный, автотрансформаторный или емкостный). Так, например, поступают в усилителях метровых и более коротких волн, когда выходная проводимость лампы становится равной или больше собственной проводимости колебательного контура. Иногда применяют трансформаторное подключение анодной цепи к колебательному контуру, чтобы исключить протекание анодного тока по контурной катушке. Это позволяет не включать конденсаторы $C_Б$ и $C_ф$ в контур и снижает требование к изоляции контурной катушки (она в этом случае не находится под напряжением $E_а$ относительно шасси).

6-3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА КАСКАДА РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Воспользовавшись эквивалентной усилительной схемой транзистора и лампы (см. рис. 4-4) и схемами, изображенными на рис. 4-1, 6-1 и 6-2, можно составить обобщенную эквивалентную (для режима усиления) схему каскада резонансного усилителя. Вид связи контура с электронным прибором и входом следующего каскада не имеет принципиального значения, поскольку для оценки свойств каскада в первую очередь важны значения коэффициентов неполного включения p_1 и p_2. Поэтому воспользуемся наиболее общей с этой точки зрения схемой каскада с двойным автотрансформаторным включением контура (см. рис. 4-1).

Как будет показано в § 6-5, устойчивая работа усилительного каскада обеспечивается в том случае, когда обратная связь между выходом и входом каскада через проводимость обратной передачи Y_{12} достаточно слаба. Для обеспечения этого условия проводимость Y_{12} должна быть значительно меньше входной Y_{11} и выходной Y_{22} проводимостей, что и имеет место как для транзисторов, так и для ламп особенно. Поэтому при оценке усилительных и избирательных свойств каскада в первом приближении можно положить $Y_{12} = 0$. При таком допущении эквивалентная

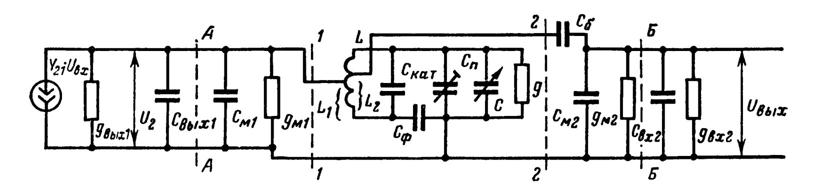


Рис. 6-3.

усилительная схема транзистора (лампы) распадается на две части: а) входную, пассивную (без источника сигнала), состоящую из входной проводимости $Y_{11} = Y_{вх}$, и б) выходную, активную, состоящую из параллельного соединения генератора тока $Y_{21}U_{вх}$ и выходной проводимости $Y_{22} = Y_{вых}$.

На основании сказанного для схемы, изображенной на рис. 4-1, с учетом входа следующего каскада можно составить эквивалентную схему (рис. 6-3). Реактивность выходной и входной проводимостей транзистора (лампы) имеет емкостный характер (см. § 4-2), поэтому на схеме эти проводимости заменены параллельным соединением активных проводимостей ($g_{вых1}$ и $g_{вх2}$) и соответствующих им емкостей ($C_{вых1}$ и $C_{вх2}$). При этом индексом «1» обозначены элементы транзистора данного каскада, а индексом «2» — следующего каскада, вход которого подключается к контуру. Монтажная емкость коллекторной цепи транзистора показана конденсатором $C_{м1}$, а монтажная емкость входа следующего каскада — $C_{м2}$. Проводимость $g_{м1}$ отображает проводимость элементов схемы питания коллекторной цепи (например, в схеме, изображенной на рис. 6-1, *в*, — проводимость резистора $R_к$). Аналогично проводимость $g_{м2}$ учитывает проводимость цепи питания базы транзистора следующего каскада В схемах, изображенных на рис. 4-1, 6-1, *а* и *б*, проводимость определяется параллельным включением резисторов $R'_б$ и $R''_б$, так как

сопротивление конденсатора $C_ф$ для тока с частотой сигнала можно практически считать равным нулю. Конденсатор $C_{кат}$ учитывает собственную емкость контурной катушки, а $C_п$ является подстроечным конденсатором, с помощью которого выравниваются начальные емкости всех колебательных контуров радиотракта.

Как уже отмечалось в § 6-2, емкости конденсаторов $C_ф$ и $C_Б$ выбираются достаточно большими и их сопротивление для тока с частотой сигнала сравнительно мало. Поэтому при дальнейшем упрощении схемы их можно заменить коротким замыканием.

Введем обозначения

$$\left. \begin{aligned} C_{вых1}+C_{м1}=C_1; \quad g_{вых1}+g_{м1}=G_1; \\ C_{м2}+C_{вх2}=C_2; \quad g_{м2}+g_{вх2}=G_2. \end{aligned} \right\} \qquad (6\text{-}15)$$

6-4. АНАЛИЗ СВОЙСТВ ОБОБЩЕННОЙ СХЕМЫ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Учитывая уравнение (5-17), рассматриваемую схему (рис. 6-3) можно упростить и представить схемой, изображенной на рис. 6-4. Она идентична обобщенной эквивалентной схеме одноконтурной ВЦ

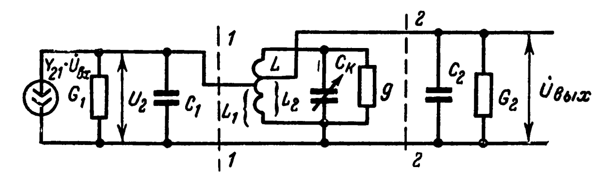


Рис. 6-4.

(см. рис. 5-5), что можно использовать при оценке усилительных свойств каскада. Поэтому для количественной оценки свойств каскада резонансного усилителя можно воспользоваться материалами § 5-3 при соответствующей замене параметров: генератора тока E_A/Z'_A на $Y_{21}U_{вх}$; проводимостей g'_A на G_1; b'_A на $1/\omega C_2$; $g_{вх}$ на G_2; $C_{вх}$ на C_2; напряжений E_A на $U_{вх}$ и U_1 на $U_{вых}$. При этом следует отметить одно характерное различие: во входных цепях обычно выполняется неравенство $g'_A \gg g_{вх}$, а в каскадах УРС

$$G_2 \gg G_1, \qquad (6\text{-}16)$$

что определяется аналогичным соотношением между выходными и входными проводимостями транзисторов и ламп.

Для схемы с двойным автотрансформаторным включением к колебательному контуру коэффициенты включения определяются уравнениями (5-19) и (5-20). С учетом сказанного общую формулу для резонансного коэффициента усиления каскада на основании выражения (5-28) можно записать так:

$$K_0 = \frac{U_{вых\,m}}{U_{вх\,m}} = \frac{p_1 p_2 \,|\, Y_{21} \,|}{p_1^2 G_1 + g + p_2^2 G_2} = \frac{p_1 p_2 \,|\, Y_{21} \,|}{g_э}, \qquad (6\text{-}17)$$

где

$$g_э = p_1^2 G_1 + g + p_2^2 G_2 \qquad (6\text{-}18)$$

— резонансная эквивалентная проводимость колебательного контура с учетом его шунтирования всеми проводимостями данного каскада и входной проводимостью следующего, являющейся нагрузкой.

Эквивалентное затухание колебательного контура, определяющее избирательные свойства каскада, в соответствии с выражением (5-30) будет:

$$\delta_э = g_э\rho = g\rho\,(1 + p_1^2G_1/g + p_2^2G_2/g) = \delta\,(1 + p_1^2G_1/g + p_2^2G_2/g). \quad (6\text{-}19)$$

Соотношение (6-16) приводит к тому, что наибольший коэффициент усиления при согласовании достигается выбором коэффициентов включения не по условию (5-35), а из равенств

$$p_1 = 1 \text{ и } p_{2c} = \sqrt{\frac{g + G_1}{G_2}}. \quad (6\text{-}20)$$

Здесь, как и в выражении (5-35), максимальному коэффициенту передачи соответствует равный единице коэффициент включения со стороны меньшей внешней проводимости. Второй же коэффициент включения для обеспечения режима согласования должен быть меньше или равен единице. Значение максимального коэффициента усиления при согласовании можно получить, подставив выражение (6-20) в (6-17):

$$K_{0с.макс} = 0{,}5\,|Y_{21}|\,/\sqrt{(G_1 + g)\,G_2}, \quad (6\text{-}21)$$

что соответствует выражению (5-34), а эквивалентное затухание

$$\delta_{э.с} = 2\delta\,(1 + G_1/g). \quad (6\text{-}22)$$

Полоса пропускания каскада при согласовании

$$П_с = \delta_{э.с}f_0 = 2\delta f_0\,(1 + G_1/g) = 2П_к\,(1 + G_1/g). \quad (6\text{-}23)$$

Если требуется меньшая полоса пропускания ($П < П_с$), наибольшее усиление достигается при одинаковом шунтировании колебательного контура внешними проводимостями, т. е. аналогично уравнению (5-41) при

$$p_1^2G_1 = p_2^2G_2. \quad (6\text{-}24)$$

Подставляя это соотношение в выражение (6-19), получаем:

$$p_{1К_0} = \sqrt{\frac{g}{2G_1}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)} \text{ и } p_{2К_0} = \sqrt{\frac{g}{2G_2}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)}. \quad (6\text{-}25)$$

При таких значениях коэффициентов включения из формулы (6-17) получим:

$$K_{0п.макс} = \frac{0{,}5\,|Y_{21}|}{\sqrt{G_1G_2}}\left(1 - \frac{\delta}{\delta_э}\right). \quad (6\text{-}26)$$

В случае, когда требуется получить коэффициент усиления $K_0 < K_{0\,п.макс}$, выбором коэффициентов включения по условию (6-25) можно обеспечить минимально возможную полосу пропускания, значение которой определяется из выражения (6-26)

$$П_{мин} = \frac{П_к}{1 - 2K_0\sqrt{G_1G_2}\,/\,|Y_{21}|}. \quad (6\text{-}27)$$

Подставив значение $\delta_{э.мин} = П_{мин}/f_0$ в формулу (6-25), находим нужные коэффициенты включения.

6-5. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В РЕЗОНАНСНОМ УСИЛИТЕЛЕ

В усилительном каскаде обратные связи возникают за счет цепей, связывающих выход со входом данного каскада или многокаскадного усилителя. Такие цепи могут быть образованы за счет общего источника питания, магнитных и емкостных связей между элементами выхода и входа, а также за счет проводимости обратной передачи электронных приборов.

Обратные связи бывают положительными и отрицательными. Первые увеличивают усиление каскада, сужают его полосу пропускания, ухудшают устойчивость работы. При них малое измерение условий работы, например изменение напряжения питания, может резко ухудшить характеристики усилителя и привести к возрастанию искажений сигнала. При сильной положительной обратной связи в каскаде или усилителе могут создаться условия для самовозбуждения и превращения его в автогенератор, что, естественно, недопустимо.

Иногда для повышения усиления и улучшения избирательности в одном из каскадов высокочастотного тракта образуют цепи положительной обратной связи. Такие каскады в радиотехнике называют регенеративными. Но из-за большой нестабильности работы они применяются крайне редко (в портативной аппаратуре, когда выгодно иметь минимальное число каскадов) и детально не рассматриваются в данной книге.

Отрицательные обратные связи уменьшают усиление, расширяют полосу пропускания и повышают стабильность работы усилителя. Поэтому цепи отрицательной обратной связи в некоторых случаях специально вводят в каскады и усилитель в целом.

Обратные связи за счет общего источника питания ослабляются уменьшением его внутреннего сопротивления переменным токам путем шунтирования большой емкостью и включением в цепь питания коллектора и базы (анода и сетки) каждого каскада развязывающих фильтров, о чем говорилось в § 6-2. Ослабление вредных магнитных и емкостных связей достигается за счет рациональной конструкции, применения магнитных экранов для контурных катушек, а также электростатических экранов между входными и выходными элементами каскадов и усилителя. Эти меры детально обсуждаются в пособиях по расчету. В дальнейшем рассмотрим лишь обратные связи, возникающие за счет проводимости обратной передачи электронного прибора.

Воспользовавшись полной эквивалентной схемой транзистора (лампы) (см. рис. 4-4), найдем входное сопротивление каскада. При этом будем полагать, что к клеммам *2—2* подключается нагрузка электронного прибора, т. е. то, что находится справа от линии *А—А* на рис. 6-3.

Рассмотрим токи в узле *а* схемы, изображенной на рис. 4-4. Согласно указанным направлениям токов к этому узлу притекает ток $\dot{I}_{вх}$ и вытекают токи $\dot{I}_{12}$ и $\dot{I}_{11}$. Эти токи согласно закону Ома определяются проводимостями, по которым они протекают, и напряжениями, приложенными к проводимостям. Так, $\dot{I}_{11} = \dot{U}_{вх}(Y_{11} + Y_{12})$, а $\dot{I}_{12} = (\dot{U}_{вх} - \dot{U}_2)(-Y_{12})$, ибо к проводимости $-Y_{12}$ приложена разность напряжений $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_2$. Естественно, что сумма притекающих к узлу токов должна равняться сумме вытекающих (ибо в узле нет ни источников тока, ни его потребителей). Тогда можно записать:

$$\dot{I}_{вх} = \dot{U}_{вх}(Y_{11} + Y_{12}) + (\dot{U}_{вх} - \dot{U}_2)(-Y_{12}) = \dot{U}_{вх}Y_{11} + \dot{U}_2Y_{12}.$$

Согласно изображенным на рис. 6-3 и рис. 6-4 схемам между напряжениями $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_{вых}$ существует зависимость $\dot{U}_2 p_2/p_1 = U_{вых}$. Следова-

тельно, $\dot{I}_{вх} = \dot{U}_{вх} Y_{11} + \dot{U}_{вых} Y_{12} p_1/p_2$. Входная проводимость каскада $Y_{вх} = \frac{\dot{I}_{вх}}{\dot{U}_{вх}} = Y_{11} + Y_{12} \frac{p_1}{p_2} \dot{K}$. На основании уравнения (6-17) комплексный коэффициент усиления каскада $\dot{K} = p_1 p_2 Y_{21}/Y_{2э} = p_1 p_2 Y_{21}/g_{э2}(1 + j\xi_2)$, где $Y_{2э} = g_{э2}(1 + j\xi_2)$ — комплексная эквивалентная проводимость колебательного контура каскада; $g_{э2}$ — его эквивалентная активная проводимость; ξ_2 — его обобщенная расстройка. Тогда окончательно можно записать:

$$Y_{вх} = Y_{11} + \frac{p_1^2 Y_{21} Y_{12}}{g_{э2}(1 + j\xi_2)} = Y_{11} + \frac{p_1^2 Y_{21} Y_{12}}{g_{э2}(1 + \xi_2^2)} - j \frac{p_1^2 Y_{21} Y_{12}}{g_{э2}(1 + \xi_2^2)} \xi_2 .$$

В пределах частот, на которых транзисторы (лампы) используются в резонансных усилителях, в первом приближении комплексную проводимость прямой передачи Y_{21} можно считать равной ее модулю $|Y_{21}|$, а комплексную проводимость обратной передачи Y_{12} — ее реактивной составляющей jb_{12} [3]. С учетом этого

$$\left.\begin{aligned} Y_{вх} &= G_{вх} + jB_{вх}; \\ G_{вх} &= g_{11} + p_1^2 \,|\, Y_{21} \,|\, b_{12}\xi_2/g_{э2}(1 + \xi_2^2); \\ B_{вх} &= b_{11} + p_1^2 \,|\, Y_{21} \,|\, b_{12}/g_{э2}(1 + \xi_2^2), \end{aligned}\right\} \tag{6-28}$$

где $G_{вх}$ — активная составляющая входной проводимости каскада; $B_{вх}$ — его реактивная составляющая. Последняя влияет на собственную частоту входного колебательного контура каскада и ее действие учитывается при настройке колебательного контура на частоту сигнала. Реактивная составляющая не зависит от знака обобщенной расстройки колебательного каскада, а зависит только от ее значения. Активная же составляющая входной проводимости каскада согласно (6-28) зависит от знака обобщенной расстройки колебательного контура (ξ_2 может быть и положительной и отрицательной).

Обозначим собственную резонансную проводимость контура, включенного на входе каскада (без учета шунтирующего действия на него входной проводимости каскада), через g_1 и будем полагать, что вход каскада подключается к этому контуру с коэффициентом включения $p_{2вх}$. Тогда полная активная проводимость на входе каскада согласно уравнению (6-28) будет:

$$G'_{вх} = \frac{g_1}{p_{2вх}^2} + g_{11} + p_1^2 \frac{|\, Y_{21} \,|\, b_{12}}{g_{э2}(1 + \xi_2^2)} \xi_2 .$$

Обозначим через $g_{э1} = g_1 + p_{2вх}^2 g_{11}$ эквивалентную проводимость входного контура каскада с учетом действия на него только входной проводимости транзистора g_{11}. При этом

$$G'_{вх} = \frac{g_{э1}}{p_{2вх}^2} + p_1^2 \frac{|\, Y_{21} \,|\, b_{12}}{g_{э2}(1 + \xi_2^2)} \xi_2 . \tag{6-29}$$

Положительная обратная связь через проводимость Y_{12} возникает в том случае, если второе слагаемое в последнем выражении окажется отрицательным, уменьшая результирующую активную проводимость $G'_{вх}$. При $G'_{вх} \leqslant 0$ положительная обратная связь

окажется столь сильной, что скомпенсирует активную проводимость входного контура и транзистора $\left(\frac{g_1}{p_{2вх}^2}+g_{11}\right)$. Благодаря этому эквивалентная активная проводимость входного колебательного контура станет равной нулю (иди даже будет отрицательной). При этом колебания, возникнув в контуре, будут протекать без затухания амплитуды, что и характерно для режима самовозбуждения, недопустимого в усилительных каскадах. Поэтому для устойчивой работы каскада при самых неблагоприятных расстройках колебательного контура каскада (ξ_2) по меньшей мере необходимо выполнение неравенства $G'_{вх} > 0$.

Количественную оценку устойчивости каскада принято проводить по коэффициенту устойчивости, равному отношению активной проводимости входного колебательного контура с учетом действия обратной связи второго слагаемого уравнения (6-29) к ее значению без учета действия обратной связи. Для положительной обратной связи

$$k_у=\left[\frac{g_{э1}}{p_{2вх}^2}-p_1^2\frac{|Y_{21}|\,b_{12}\xi_2}{g_{э2}(1+\xi_2^2)}\right]\frac{p_{2вх}^2}{g_{э1}}=1-\frac{p_1^2p_{2вх}^2\,|Y_{21}|\,b_{12}}{g_{э1}g_{э2}}\,\frac{\xi_2}{1+\xi_2^2}. \quad (6\text{-}30)$$

Чем меньше $k_у$, тем меньше устойчивость работы каскада. При $k_у=0$ наступает режим самовозбуждения. Скорее всего самовозбуждение может наступить при максимальном множителе $\frac{\xi_2}{1+\xi_2^2}=0{,}5$. Это возможно при $\xi_2 = 1$. Для других значений обобщенной расстройки этот множитель будет меньше. Поэтому для оценки устойчивости принимают эти наихудшие условия. Тогда выражение (6-30) можно переписать так:

$$2(1-k_у)=p_1^2p_{2вх}^2\,|Y_{21}|\,b_{12}/g_{э1}g_{э2}.$$

Параметры входного и выходного колебательных контуров каскада обычно бывают близкими. Поэтому можно считать $g_{э1}\approx g_{э2}=g_э$, а $p_{2вх}\approx p_2$. Умножив с учетом сказанного обе части последнего уравнения на $|Y_{21}|$, получим $2(1-k_у)\,|Y_{21}|/b_{12}=p_1^2\,p_2^2|\,Y_{21}|^2/g_э^2$. Но согласно уравнению (6-17) правая часть этого выражения есть квадрат коэффициента усиления каскада, который может быть получен при заданном значении коэффициента устойчивости. Его принято называть **устойчивым коэффициентом усиления каскада**, т. е.

$$K_{0уст}=\sqrt{2(1-k_у)\,|Y_{21}|/b_{12}}. \quad (6\text{-}31)$$

Чем больше требуется коэффициент устойчивости, тем меньший коэффициент усиления можно получить от каскада. Впервые формула (6-31) была получена В. И. Сифоровым.

Если включить последовательно два одинаковых каскада, то при самых неблагоприятных условиях положительная обратная связь в первом каскаде будет сильнее, так как за счет действия второго каскада уменьшится проводимость коллекторного контура первого каскада. Еще хуже будет при трех и более каскадах. Анализ, выполненный В. И. Сифоровым, показал, что при бесконечно большом числе идентичных каскадов в усилителе устойчивый коэффициент усиления одного

каскада определяется формулой

$$K_{0уст} = \sqrt{2k_у(1-k_у)|Y_{21}|/b_{12}}. \qquad (6\text{-}32)$$

Как уже отмечалось, обратная связь влияет на реактивную проводимость входного колебательного контура каскада. При изменении расстройки выходного колебательного контура каскада будет изменяться $B_{вх}$, а следовательно, и резонансная частота входного колебательного контура.

Кроме того, изменяется и активная проводимость входного колебательного контура согласно выражению (6-28). Это изменяет эквивалентное затухание колебательного контура, а значит и его полосу пропускания.

Данные опыта показывают, что работа усилителя достаточно устойчива как по усилению, так и по полосе пропускания (изменение меньше 20—10%), если $k_у \approx 0{,}8 \div 0{,}9$. При $k_у = 1$ работа каскада абсолютно устойчива, но его коэффициент усиления при этом должен быть равен нулю, что, естественно, неприемлемо. При $k_у = 0{,}9 \div 0{,}8$ различие в $K_{0\,уст}$ по формулам (6-31) и (6-32) составляет всего 5—11%. Поэтому при любом числе каскадов пользуются формулой (6-32).

Во многих случаях максимально достижимый коэффициент усиления при согласовании (6-21) или при заданной полосе пропускания (6-26) оказывается больше, чем устойчивый коэффициент усиления (6-32). Выбор коэффициентов включения при этом, естественно, должен обеспечить $K_0 \leqslant K_{0\,уст}$. При режиме согласования этого выгоднее всего добиваться за счет уменьшения коэффициента включения p_1, что снижает эквивалентное затухание колебательного контура и улучшает избирательные свойства каскада. Подставив в выражение (6-21) $K_{0\,уст}$ вместо $K_{0\,с.макс}$, получим для данного случая $K_{0\,уст} = 0{,}5|Y_{21}|/\sqrt{(p_1^2G_1+g)G_2}$. Отсюда находим необходимый коэффициент включения

$$p'_{1с} = \sqrt{\frac{0{,}25|Y_{21}|^2 - K_{0уст}^2 gG_2}{K_{0уст}^2 G_1G_2}}. \qquad (6\text{-}33)$$

Второй коэффициент включения согласно формуле (6-20)

$$p'_{2с} = \sqrt{\frac{g + p'^2_{1с}G_1}{G_2}}. \qquad (6\text{-}34)$$

Эквивалентное затухание контура в данном случае на основании выражения (6-22)

$$\delta'_{э.с} = 2\delta\left[1 + (p'_{1с})^2\,\frac{G_1}{g}\right]. \qquad (6\text{-}35)$$

При заданной полосе пропускания необходимые коэффициенты включения должны удовлетворять уравнениям (6-17) и (6-19). Решив их совместно, получим требуемые значения коэффициентов включения:

$$p_1 = \sqrt{\frac{N}{G_1} \pm \sqrt{\frac{N^2}{G_1^2} - \frac{G_2}{G_1}M^2}}; \qquad p_2 = \sqrt{\frac{N}{G_2} \mp \sqrt{\frac{N^2}{G_2^2} - \frac{G_1}{G_2}M^2}}, \qquad (6\text{-}36)$$

где

$$N = 0{,}5\,g\left(\frac{\Pi_{тр}}{\Pi_к} - 1\right) \quad и \quad M = \Pi_{тр}gK_{0\,уст}/\Pi_к\,|Y_{21}|,$$

Первая пара коэффициентов включения соответствует знаку плюс в формуле для p_1 и знаку минус для p_2. Вторая пара образуется при обратных знаках. Можно брать любую из них, если полученные коэффициенты меньше единицы (физически реализуемы в автотрансформаторной и емкостной схемах деления). Однако следует учитывать, что при автотрансформаторной схеме трудно обеспечивать достаточно точное получение очень малых коэффициентов включения (меньше 0,02—0,03), так как отвод придется делать от части витка катушки. При таких значениях коэффициентов включения лучше выбрать емкостную схему деления.

Следует отметить, что расчет по формулам (6-36) должен выполняться достаточно точно, иногда до четвертого и пятого знаков. Поэтому после вычисления коэффициентов включения по формулам (6-17) и (6-19) проверяют обеспечение требуемых значений коэффициента усиления и эквивалентного затухания.

В широкополосных усилителях и при колебательных контурах с большой собственной проводимостью отношение N/G_1 часто получается больше 0,5 и даже 1. При этом для получения по формуле (6-36) значения $p_1 \leqslant 1$ перед внутренним радикалом необходимо брать знак минус, а в формуле для p_2 соответственно знак плюс. Но если при этом окажется $N > 2G_2$, то p_2 может получиться больше единицы. Это означает, что при заданных исходных данных невозможно получить требуемые K_0 и $П_{тр}$ при $p_1 \leqslant 1$ и $p_2 \leqslant 1$ (один из них должен быть большим единицы). При указанном выше выборе знаков перед внутренним радикалом получится $p_2 > 1$.

Входные емкости транзисторов примерно на порядок больше выходных, благодаря чему $C_2 > C_1$. Поэтому с целью обеспечения возможно меньшей эквивалентной емкости колебательного контура целесообразнее выбирать $p_1 = 1$ и $p_2 < 1$. Для этого в формуле (6-36) для p_1 следует взять знак плюс перед внутренним радикалом, положить $p_1 = 1$ и найти соответствующее ему значение проводимости

$$G_1' = 2N - G_2M^2. \qquad (6\text{-}37)$$

Для получения такой проводимости параллельно выходу транзистора необходимо подключить добавочную шунтирующую проводимость

$$g_{ш1} = \frac{1}{R_{ш1}} = G_1' - G_1 = 2N - G_2M^2 - G_1. \qquad (6\text{-}38)$$

После этого из второй формулы (6-36), приняв в ней перед внутренним радикалом знак минус и подставив в нее G_1' вместо G_1, находят необходимое значение p_2.

Пример 6-1. Определить параметры каскада резонансного усилителя, при которых он обеспечит наибольшее усиление на частоте 465 кГц с транзистором П402 (ток коллектора 1 мА, напряжение на коллекторе 5 В), полагая $П = 9$ кГц, $C_э = 500$ пФ, $\Delta T = 30°C$, $\sigma = 3$, $E_{к0} = 9$ В и $\delta = 0{,}01$. Нагрузкой каскада служит вход каскада, аналогично рассчитываемому.

Из формул (4-2), (4-3), (4-4) и приложения I находим параметры транзистора для рабочей частоты: $Y_{21} = 30$ мСм, $g_{11} = 0{,}8$ мСм, $g_{22} = 10$ мкСм, $C_{12} = 6$ пФ, $\alpha_0 = 0{,}94$, $I_{к0} = 15$ мкА.

Рассчитываем по формуле (6-32) устойчивый коэффициент усиления, полагая $k_у = 0{,}8$:

$$K_{0\,уст} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}8\,(1 - 0{,}8)\,30 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 6 \cdot 10^{-12}}} = 22{,}3.$$

Определяем по формуле (6-6) параметры элементов схемы питания согласно рис. 6-1,*б*. Выбираем $U_{R_ф} = 1{,}35$ В. Тогда

$$R_э = \frac{0{,}94\,(9 - 1{,}35 - 5)}{10^{-3} - 15\cdot10^{-6}\cdot2^{0{,}1\cdot30}} = 2840\ \text{Ом}.$$

По приложению 3 выбираем $R_э = 2{,}7$ кОм. Рассчитываем

$$R''_б = \frac{9 - 1{,}35}{10^{-3} - 3\cdot15\cdot10^{-6}\cdot2^{0{,}1\cdot30}} = 12\,000\ \text{Ом};$$

выбираем $R''_б = 12$ кОм.

Рассчитываем

$$R'_б = \frac{2{,}7\cdot10^3\cdot12^3\,(3 - 1)}{0{,}94\cdot3\cdot12\cdot10^3 - (3 - 1)\,(2{,}7\cdot10^3 + 12\cdot10^3)} = 15\cdot10^3\ \text{Ом};$$

выбираем $R'_б = 15$ кОм.

Поскольку в схеме проводимость $g_{м1} = 0$, то согласно уравнению (6-15) $G_1 = g_{22} = 10$ мкСм. Проводимость

$$g_{M2} = \frac{1}{12\cdot10^3} + \frac{1}{15\cdot10^3} = 1{,}5\cdot10^{-4}\ \text{См}.$$

Следовательно, $G_2 = 1{,}5\cdot10^{-4} + 0{,}8\cdot10^{-3} = 0{,}95\cdot10^{-3}$ См.

Вычисляем по формуле (4-28) эквивалентное затухание колебательного контура:

$$\delta_э = \frac{9\cdot10^3}{465\cdot10^3} = 0{,}0194.$$

Поскольку полоса пропускания задана, то наибольший коэффициент усиления согласно выражению (6-26)

$$K_{0\ п.макс} = \frac{0{,}5\cdot30\cdot10^{-3}}{\sqrt{10\cdot10^{-6}\cdot9{,}5\cdot10^{-4}}}\left(1 - \frac{0{,}01}{0{,}0194}\right) = 107.$$

Так как $K_{0\,уст} < K_{0\,п.макс}$, то дальнейший расчет ведется на получение $K_0 = K_{0\,уст}$. Вычисляем по формуле (5-18) проводимость контура $g = \delta\omega C_э = 0{,}01\cdot6{,}28\cdot4{,}65\cdot10^5\cdot500\cdot10^{-12} = 14{,}6\cdot10^{-6}$ См.

Определяем необходимые коэффициенты включения по формулам (6-36). Первая пара значений коэффициентов: $p_1 = 0{,}17$ и $p_2 = 0{,}119$ физически реализуема.

Проверяем правильность вычисленных значений p_1 и p_2. Из уравнения (6-17)

$$K_0 = \frac{0{,}17\cdot0{,}119\cdot30\cdot10^{-3}}{0{,}17^2\cdot10^{-5} + 14{,}6\cdot10^{-6} + 0{,}119^2\cdot9{,}5\cdot10^{-4}} = 21{,}5$$

и из уравнения (6-19)

$$\delta_э = 0{,}01\left(1 + 0{,}17^2\,\frac{10^{-5}}{14{,}6\cdot10^{-6}} + 0{,}119^2\,\frac{9{,}5\cdot10^{-4}}{14{,}6\cdot10^{-6}}\right) = 0{,}0196,$$

что подтверждает достаточную точность расчета коэффициентов включения.

Согласно рассматриваемой схеме (рис. 6-1, *б*) эквивалентная емкость контура

$$C_э = \frac{CC'}{C + C'}.$$

Решая это уравнение совместно с уравнением (6-11), получаем: $C = C_э/p_2 = 500/0{,}119 = 4210$ пФ и

$$C' = \frac{C_э}{1 - p_2} = \frac{500}{1 - 0{,}119} = 567 \text{ пФ}.$$

6-6. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Исследования показали, что при коэффициентах усиления, не превышающих устойчивого (6-31) влияние обратных связей через проводимость Y_{12} на шумовые свойства транзисторного усилителя незначительно [33]. Поэтому для определения коэффициента шума каскада влиянием проводимости Y_{12} можно пренебречь. Элементы, включаемые в коллекторную цепь (колебательный контур и другие соединительные элементы), являются пассивными. Их коэффициент шума сравнительно просто

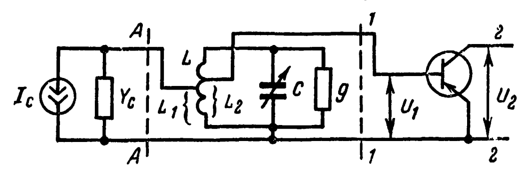


Рис. 6-5.

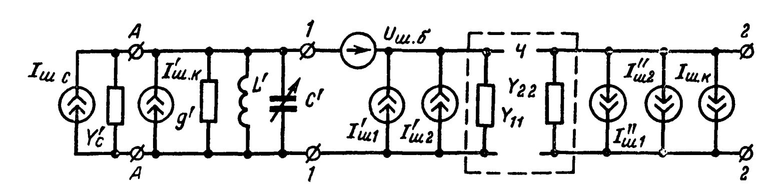


Рис. 6-6.

определяется из уравнения (4-62) с учетом формулы (6-3). Следовательно, можно решать поставленную задачу применительно к схеме, изображенной на рис. 6-5, определяя коэффициент шума на выходе транзистора, т. е. на зажимах *2—2*. Воспользовавшись эквивалентной шумовой схемой транзистора (см. рис. 4-9) и материалами § 4-3, составим полную шумовую схему каскада с источником сигнала (рис. 6-6). При этом пересчитаем все токи и проводимости на вход транзистора (к зажимам *1—1*) с учетом коэффициентов включения p_1 (5-19) и p_2 (5-20):

$$\overline{(I'_{ш\,с})^2} = \frac{p_1^2}{p_2^2}\,\overline{I^2_{ш.с}} = \frac{p_1^2}{p_2^2}\,4kT\Pi_{э.ф}g_с = 4kT\Pi_{э.ф}g'_с$$

и

$$\overline{(I'_{\text{ш к}})^2} = \frac{1}{p_2^2}\,\overline{I^2_{\text{ш. к}}} = \frac{1}{p_2^2}\,4kT\Pi_{\text{э.ф}}g = 4kT\Pi_{\text{э.ф}}g'.$$

Для вычисления коэффициента шума воспользуемся общей формулой (4-61). Пересчет составляющих шумовых токов генераторов, включенных на входе транзистора, произведем с учетом усилительных свойств транзистора на двух примерах. Шумовой ток источника сигнала $\overline{I'_{\text{ш. с}}}$ создает на трех параллельно включенных на входе транзистора проводимостях $Y'_{\text{с}} + Y' + Y_{11}$ шумовое напряжение $\overline{I'_{\text{ш.с}}}/(Y'_{\text{с}} + Y' + Y_{11})$.* Выходной ток транзистора, возникающий под воздействием входного напряжения U_1, определяется через проводимость прямой передачи $I_2 = Y_{21}U_1$. Поэтому на зажимы *2—2* шумовой ток источника сигнала пересчитается по формуле

$$\overline{I^2_{\text{ш. с 2-2}}} = \left(\overline{I'_{\text{ш. с}}}\right)^2 Y^2_{21}/(Y'_{\text{с}} + Y' + Y_{11})^2.$$

Генератор шумового напряжения $U_{\text{ш. б}}$ согласно рис. 6-6 включен последовательно с двумя проводимостями $(Y'_{\text{с}} + Y')$ и Y_{11}. Поэтому его шумовое напряжение на входе транзистора, т. е. на проводимости Y_{11}, согласно закону Ома будет равно $\overline{U^2_{\text{ш. б}}}\,(Y'_{\text{с}} + Y')^2/(Y'_{\text{с}} + Y' + Y_{11})^2$. Пересчитанный же для него ток на выходе транзистора определится формулой

$$\overline{I^2_{\text{ш. б 2-2}}} = \overline{U^2_{\text{ш. б}}}\,\frac{(Y'_{\text{с}} + Y')^2}{(Y'_{\text{с}} + Y' + Y_{11})^2}\,Y^2_{21}.$$

Учитывая правила суммирования шумовых токов нескольких источников сигнала, приведенные в § 4-3 (см. рис. 6-5), запишем окончательную формулу для коэффициента шума каскада при настройке контура в резонанс на частоту сигнала с учетом воздействия на него источника сигнала и транзистора $(b'_{\text{с}} + b' + b_{11} = 0)$ [33]:

$$Ш = 1 + \frac{g'}{g'_{\text{с}}} + \frac{r_{\text{б}}(g'_{\text{с}} + g')}{g'_{\text{с}}} + \frac{G_{\text{ш}}[1 + r_{\text{б}}(g'_{\text{с}} + g')]^2}{g'_{\text{с}}} + \frac{r_{\text{б}} b^2_{11}(1 + G_{\text{ш}} r_{\text{б}})^2}{g'_{\text{с}}} + \frac{R_{\text{ш}}(g'_{\text{с}} + g' + g_{11})^2}{g'_{\text{с}}}, \qquad (6\text{-}39)$$

где $g'_{\text{с}} = \frac{p_1^2}{p_2^2}\,g_{\text{с}}$; $g' = \frac{g}{g_2^2}$; $R_{\text{ш}} = \frac{e}{2kT}\,\frac{I_{\text{э}}\alpha_0}{|Y_{21}|} = \frac{eI_{\text{к}}}{2kT\,|Y_{21}|}$

и

$$G_{\text{ш}} = \frac{e}{2kT}\,I_{\text{э}}\left[(1 - \alpha_0) + \frac{I_{\text{к0}} + I_{\text{э0}}}{I_{\text{э}}}\right].$$

При комнатной температуре $T = 293$ К $\frac{e}{kT} = 20$. Если в рабочей точке ток эмиттера больше 1 мА, что имеет место в резонансных усили-

* Здесь $Y' = g' + j\,(\omega L' - 1/\omega C')$ — проводимость входного контура, пересчитанная ко входу транзистора.

телях, то $1-\alpha_0 \gg \frac{I_{к0}+I_{э0}}{I_э}$. С учетом этих допущений можно считать

$$\left.\begin{aligned} G_ш &\approx 20I_э(1-\alpha_0)=20I_к\left(\frac{1}{\alpha_0}-1\right) \text{ и} \\ R_ш &= 20\alpha_0 I_э/|Y_{21}|. \end{aligned}\right\} \tag{6-40}$$

Поскольку g_{11}, $G_ш$ и $R_ш$ увеличиваются с ростом тока эмиттера в рабочей точке, то и коэффициент шума также при этом повышается. Поэтому для улучшения чувствительности приемника не следует брать ток эмиттера в первых каскадах более 1—2 мА. С увеличением $r_б$ и снижением α_0 коэффициент шума каскада возрастает, следовательно, для первых каскадов высокочувствительных приемников желательно выбирать транзисторы с малыми $r_б$ и g_{11} и большим α_0. С ростом рабочей частоты увеличивается входная проводимость транзистора, что также вызывает повышение коэффициента шума.

При использовании транзисторов на частотах 100 МГц и выше существенное влияние на коэффициент шума оказывает индуктивность эмиттерного вывода [увеличивая его на 25% от рассчитанного по формуле (6-39)]. Поэтому нужно стремиться делать возможно короче соединение эмиттера с элементами схемы.

Коэффициент шума растет с увеличением g', поэтому выгодно брать колебательный контур с меньшей собственной проводимостью.

Три слагаемых формулы (6-39) имеют g'_c в числителе и знаменателе, а два — только в знаменателе. Это обстоятельство приводит к тому, что подбором коэффициентов включения p_1 и p_2 можно при данных значениях проводимостей источника сигнала g_c и колебательного контура g обеспечить минимальный коэффициент шума. Анализ показывает, что для этого при $g_c \gg g_{11}$ нужно брать $p_2 = 1$ (при этом $g' = \frac{g}{p_2^2} = g$ будет минимально), а на вход транзистора, т. е. к зажимам $1—1$ (см. рис. 6-5 или 6-6), необходимо подключать проводимость

$$g'_c = g_{ш.опт} = \sqrt{\frac{g(1+r_б g)+G_ш(1+r_б g)^2+r_б b_{11}^2+R_ш(g+g_{11})^2}{r_б+R_ш}}. \tag{6-41}$$

Поскольку $g_{ш.опт} \neq g_{11}$, то на входе транзистора не будет режима согласования и коэффициент передачи входного колебательного контура не будет максимальным, но при этом отношение $P_c/P_ш$ на выходе приемника будет максимально, что и нужно для повышения его чувствительности.

Подставив формулу (6-41) в (6-39), получим минимально возможный коэффициент шума:

$$Ш_{мин} = 1+2r_б(g+G_ш)+2R_ш(g+g_{11})+2(r_б+R_ш)g_{ш.опт}. \tag{6-42}$$

Если обеспечить режим согласования с источником сигнала, т. е. брать

$$g'_c = g'+g_{11}, \tag{6-43}$$

то коэффициент шума будет больше $Ш_{мин}$ и определится формулой

$$Ш_c = 1+\frac{g'}{g'+g_{11}}+\frac{r_б(2g'+g_{11})^2}{g'+g_{11}}+\frac{G_ш[1+r_б(2g'+g_{11})]^2}{g'+g_{11}}+ \\ +\frac{r_б b_{11}^2}{g'+g_{11}}+4R_ш(g'+g_{11}). \tag{6-44}$$

Характерно, что при

$$g'_{\text{опт}} = g_{11}\left[\sqrt{\frac{r_б - 1/g_{11} + G_ш (1/g_{11} - r_б)^2 + r_б (b_{11}/g_{11})^2}{4 (r_б + R_ш)}} - 1\right] \quad (6\text{-}45)$$

коэффициент шума в режиме согласования получается минимальным:

$$Ш_{с.\,мин} = 2\,[1 - 2r_б g_{11} + 2G_ш r_б (1 - r_б g_{11})] + 8\,(r_б + R_ш)\,(g_{11} + g'_{0\,опт}), \quad (6\text{-}46)$$

но g' не может быть меньше g. Следовательно, если при расчете по формуле (6-45) получится $g'_{\text{опт}} < g$, то расчет надо вести по формуле (6-44), подставляя в нее g вместо g'. При этом надо помнить, что минимальный коэффициент шума обеспечивается при $p_2 = 1$, т. е. при полном включении входа транзистора к контуру.

На частотах выше $f_s^* = 1/2\pi\tau$, где τ — постоянная времени входа транзистора (приводится в справочниках [27, 28]) коэффициенты шума $Ш_{мин}$ и $Ш_{с.мин}$ различаются очень мало. Поэтому на этих частотах обычно обеспечивают режим согласования, добиваясь наибольшей передачи сигнала.

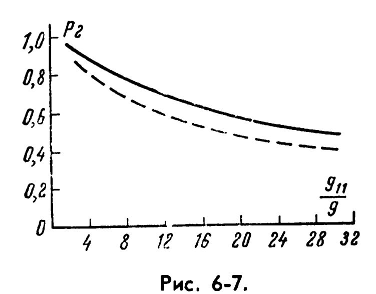


Рис. 6-7.

Согласно сказанному ранее минимальные коэффициенты шума $Ш_{мин}$ и $Ш_{с.мин}$ получаются при полном включении входа транзистора к контуру ($p_2 = 1$), а следовательно, при наибольшем шунтирующем действии его входной проводимости на колебательный контур. За счет этого, естественно, эквивалентное затухание входного колебательного контура будет большим, а его избирательные свойства могут оказаться недостаточными. Если последующими избирательными системами невозможно обеспечить требуемую избирательность радиотракта, то можно поступить следующим образом [3]. Допускают увеличение коэффициента шума на 10% против $Ш_{мин}$. При этом коэффициент передачи входного колебательного контура также уменьшится на 10%. По графику, показанному на рис. 6-7 сплошной линией, для имеющегося отношения $\frac{g_{11}}{g}$ находят допустимое значение p_2 и проводят для него расчет эквивалентного затухания. Уменьшение эквивалентного затухания входного колебательного контура при этом будет примерно в p_2^2 раз [3]. Если допустить уменьшение коэффициентов шума и передачи входного колебательного контура на 20%, то определение допустимого p_2 следует вести, пользуясь штриховой линией на рис. 6-7.

Аналогично можно определить коэффициент шума лампового усилителя, если при составлении эквивалентной шумовой схемы каскада использовать схему, изображенную на рис. 4-10. На рис. 6-8 показана эквивалентная шумовая схема такого каскада.

---

* f_s — частота, на которой модуль проводимости прямой передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со своим низкочастотным значением.

Поскольку в этой схеме на выходе лампы источников шума нет, а сама лампа считается нешумящей, то коэффициент шума можно найти для части схемы, ограниченной входными зажимами лампы 1—1. Благодаря тому, что три проводимости g'_c, g' и $g_{gк}$ и три независимых генератора шумового тока $I^2_{ш.с}$, $I^2_{ш.к}$ и $I_{ш.н}$ включены параллельно, то решение задачи упрощается. Пользуясь материалами § 4-3, можно заменить указанные генераторы тока одним эквивалентным генератором

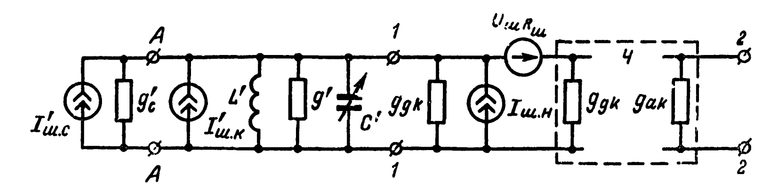


Рис. 6-8.

шумового напряжения. Сложив квадрат среднеквадратичного значения его шумового напряжения с $\overline{U^2_{шR_ш}}$, получим $\overline{U^2_{ш\Sigma}}$, что определит числитель формулы (4-61). Знаменатель же определится выражением $\overline{U^2_{ш.с}} = \overline{I^2_{ш.с}}/(g'_c + g' + g_{gк})^2$. Выполнив указанные вычисления, из формулы 4-61 получим [3]:

$$Ш = 1 + \frac{g'}{g'_c} + t_{gк}\frac{g_{gк}}{g'_c} + \frac{R_ш}{g'_c}(g'_c + g' + g_{gк})^2. \qquad (6\text{-}47)$$

Здесь $R_ш$ вычисляется по формуле (4-52) или (4-53). Для уменьшения коэффициента шума каскада следует брать лампы с малыми $g_{gк}$, $R_ш$ и $t_{gк}$, а контур — с меньшими потерями. Минимальный коэффициент шума достигается при $p_2 = 1$ и при подключении ко входу лампы внешней проводимости

$$g'_c = g_{ш.\,опт} = g_{gк}\sqrt{1 + t_{gк}/R_ш g_{gк}}. \qquad (6\text{-}48)$$

Минимальный коэффициент шума определяется соотношением

$$Ш_{мин} = \left[1 + 2R_ш g_{gк}\left(1 + \sqrt{1 + t_{gк}/R_ш g_{gк}}\right)\right](1 + g/p_1^2 g_c). \qquad (6\text{-}49)$$

Если осуществлять согласование, то коэффициент шума

$$Ш_c = 2 + \frac{(t_{gк} - 1)\,g_{gк}}{g + g_{gк}} + 4R_ш(g + g_{gк}). \qquad (6\text{-}50)$$

При $t_{gк} - 1 > 4R_ш g_{gк}$ и

$$p_{2c} = \frac{g}{g_{gк}}\,\frac{1 + \sqrt{\dfrac{t_{gк} - 1}{4R_ш g_{gк}}}}{\dfrac{t_{gк} - 1}{4R_ш g_{gк}} - 1} \qquad (6\text{-}51)$$

можно получить минимальный коэффициент шума

$$Ш_{c.\,мин} = 2 + 4\sqrt{(t_{gк} - 1)\,R_ш g_{gк}}. \qquad (6\text{-}52)$$

Когда $R_ш g_{gк} < (0,5 \div 1)$ $Ш_{мин}$ мало отличается от $Ш_с$, поэтому на достаточно высоких частотах расчет обычно ведут на режим согласования.

Для улучшения избирательных свойств входного контура можно, так же как в транзисторном усилителе, брать $p_2 < 1$ в соответствии со сделанными ранее рекомендациями.

Пример 6-2. Вычислить коэффициент шума каскада УРС вместе с ВЦ по исходным данным примера 5-8.

Во входной цепи примера 5-8 отсутствует режим согласования и режим, обеспечивающий минимальный коэффициент шума, поэтому расчет следует выполнять по общей формуле (6-39). Из приложения I выписываем параметры транзистора П403: $\alpha_0 = 0,98$; $Y_{21;9,5} = 29,6$ мСм; $Y_{21;12} = 29,3$ мСм; $r_б = 50$ Ом, $C_{11;9,5} = 116$ пФ, $C_{11;12} = 107$ пФ.

Вычисляем шумовые параметры транзистора по формуле (6-40)

$$G_ш = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{0,98}(1 - 0,98) = 0,408 \cdot 10^{-3} \text{ См};$$

$$R_{ш12} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,98}{29,3 \cdot 10^{-3}} = 0,683 \text{ Ом};$$

$$R_{ш9,5} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,98}{29,6 \cdot 10^{-3}} = 0,677 \text{ Ом}.$$

С малой погрешностью для всего диапазона рабочих частот будем считать постоянным $R_ш = 0,68$ Ом. Проводимость $b_{11} = \omega C_{11}$. Тогда $b_{11;9,5} = 6,28 \cdot 9,5 \cdot 10^6 \cdot 116 \cdot 10^{-12} = 6,9 \cdot 10^{-3}$ См и $b_{11;12} = 6,28 \cdot 12 \times 10^6 \cdot 107 \cdot 10^{-12} = 8 \cdot 10^{-3}$ См.

Вычислим значение $g' = g/p_2^2$. Для начала диапазона

$$g'_{9,5} = \frac{5 \cdot 10^{-5}}{0,075^2} = 0,892 \cdot 10^{-2} \text{ См}$$

и для конца

$$g'_{12} = \frac{4 \cdot 10^{-9}}{0,075^2} = 0,713 \cdot 10^{-2} \text{ См}.$$

Проводимость

$$g' = \frac{p_1^2}{p_2^2} g_с = \frac{p_1^2}{p_2^2} g'_A \approx \frac{p_1^2}{p_2^2} \frac{\delta_{св}}{\omega L_{св}}.$$

С учетом (5-48) $g'_с = k^2 \delta_{св}/p_2^2 \omega L$. Для начала диапазона

$$g'_{c9,5} = 0,3^2 \frac{0,04}{0,075^2 \cdot 6,28 \cdot 9,5 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 2,15 \cdot 10^{-3} \text{ См}$$

и для конца

$$g'_{c12} = \frac{0,3^2 \cdot 0,04}{0,075^2 \cdot 6,28 \cdot 12,0 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^6} = 1,72 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

Таким образом, из формулы (6-39)

$$Ш_{9,5} = 1 + \frac{0,892 \cdot 10^{-2}}{2,15 \cdot 10^{-3}} + \frac{50(2,15 + 8,92)^2 10^{-6}}{2,15 \cdot 10^{-3}} +$$

$$+ \frac{0,408 \cdot 10^{-3}[1 + 50(2,15 + 8,92)10^{-3}]^2}{2,15 \cdot 10^{-3}} +$$

$$+ \frac{50 \cdot 6,9^2 \cdot 10^{-6}(1 + 0,408 \cdot 10^{-3} \cdot 50)^2}{2,15 \cdot 10^{-3}} +$$

$$+ \frac{0,68(2,15 + 8,92 + 4,2)^2 10^{-6}}{2,15 \cdot 10^{-3}} = 9,71.$$

Аналогично

$$Ш_{12}=1+\frac{7,13\cdot10^{-3}}{1,72\cdot10^{-3}}+\frac{50\,(1,72+7,13)^2\,10^{-6}}{1,72\cdot10^{-3}}+$$
$$+\frac{0,408\cdot10^{-3}\,[1+50\,(1,72+7,13)\,10^{-3}]^2}{1,72\cdot10^{-3}}+$$
$$+\frac{50\cdot8^2\cdot10^{-6}\,(1+0,408\cdot10^{-3}\cdot50)^2}{1,72\cdot10^{-3}}+$$
$$+\frac{0,68\,(1,72+7,13+5,4)^2\,10^{-6}}{1,72\cdot10^{-3}}=9,9.$$

Пример 6-3. Вычислить минимально возможный коэффициент шума каскада и определить ухудшение избирательных свойств ВЦ применительно к исходным данным примеров 5-8 и 6-2 для конца диапазона.

Согласно формуле (6-41)

$$g_{ш.\,опт}=g'_c=$$
$$=\sqrt{\frac{4\cdot10^{-5}(1+50\cdot4\cdot10^{-5})+0,408\cdot10^{-3}(1+50\cdot4\cdot10^{-5})+ +50\cdot8^2\cdot10^{-6}+0,68\,(4\cdot10^{-5}+5,4\cdot10^{-3})}{50+0,68}}=$$
$$=0,012\ См.$$

По формуле (6-42) $Ш_{мин}=1+2\cdot50\,(4\cdot10^{-5}+0,408\cdot10^{-3})+ +2\cdot0,68\,(4\cdot10^{-5}+5,4\cdot10^{-3})+2\,(50+0,68)\,12\cdot10^{-3}=2,27$. Для обеспечения $Ш_{мин}$ нужно брать $p_2=1$ и иметь эквивалентную проводимость контура без учета действия входа транзистора $g'_э=g_{ш.\,опт}$. При этом эквивалентное затухание контура $\delta'_э=\delta g_{ш.опт}/g$. В нашем случае на максимальной частоте

$$\delta'_э=0,015\,\frac{12\cdot10^{-3}}{4\cdot10^{-5}}=4,5.$$

При таком эквивалентном затухании контур полностью теряет свои избирательные свойства, а коэффициент передачи ВЦ будет близок к нулю. Поэтому режим обеспечения $Ш_{мин}$ в декаметровом диапазоне в транзисторных приемниках неприемлем.

Пример 6-4. Определить коэффициент шума каскада УРС и ВЦ по исходным данным примера 5-9 для конца диапазона. Для ламп пальчиковой серии $t_{gк}=3,9$. Из приложения 2 находим для лампы 6К4П $R_ш=3,5$ кОм. В данном случае $g'=g=4\cdot10^{-5}$ См. Согласно уравнению (5-16) активная составляющая проводимости источника сигнала (антенной цепи) при ненастроенной антенне ($Z'_A\approx X'_A\approx \approx\omega L_{св}$) $g_c=r_{св}/(\omega L_{св})^2=\delta_{св}/\omega L_{св}$. С учетом выражений (5-47) и (5-48) ее можно пересчитать к контуру $g'_c=p_1^2g_c=k^2\delta_{св}/\omega L$. В нашем случае $p_2=1$ и

$$g'=0,3^2\,\frac{0,04}{6,28\cdot12\cdot10^6\cdot5,75\cdot10^{-6}}=8,3\cdot10^{-6}\ См.$$

Коэффициент шума на основании формулы (6-47)

$$Ш=1+\frac{40\cdot10^{-6}}{8,3\cdot10^{-6}}+3,9\,\frac{0,36\cdot10^{-6}}{8,3\cdot10^{-6}}+$$
$$+\frac{3500}{8,3\cdot10^{-6}}\,(8,3+40+0,36)^2\,10^{-12}=6,98.$$

При данных рассматриваемых условиях коэффициент шума лампового УРС незначительно меньше, чем транзисторного.

Пример 6-5. Вычислить минимально возможный коэффициент шума каскада УРС по исходным данным примеров 5-9 и 6-4 и определить реальность его осуществления. Согласно выражению (6-49)

$$Ш_{мин}=\left[1+2\cdot 3{,}5\cdot 10^3\cdot 0{,}36\cdot 10^{-6}\left(1+\sqrt{1+\frac{3{,}9}{0{,}36\cdot 10^{-6}\cdot 3{,}5\cdot 10^3}}\right)\right]\times$$
$$\times\left(1+\frac{4\cdot 10^{-5}}{8{,}3\cdot 10^{-6}}\right)=6{,}63,$$

т. е. минимально возможный коэффициент шума лишь на 5% меньше реального. Для осуществления $Ш_{мин}$ на вход лампы надо согласно формуле (6-48) подключить проводимость

$$g_с=g_{ш.\,опт}=0{,}36\cdot 10^{-6}\sqrt{1+\frac{3{,}9}{3{,}5\cdot 10^3\cdot 0{,}36\cdot 10^{-6}}}=2\cdot 10^{-5}\ См.$$

Это меньше, чем собственная проводимость колебательного контура, поэтому обеспечить $Ш_{мин}$ можно лишь при $p_2 < 1$, а это повысит коэффициент шума. Поэтому в данном случае условия для минимально возможного коэффициента шума неосуществимы.

Пример 6-6. Определить коэффициент шума каскада на концах диапазона со входной цепью и исходными данными примера 5-13.

В рассматриваемом случае (входная цепь с магнитной антенной) источником сигнала, т. е. элементом, в котором создается э. д. с. полезного сигнала, является сам входной контур. Поэтому, заменим в формуле (6-39) $g'_с$ на g' и положив второе слагаемое $g'/g'_с = 0$ (так как контур считается источником сигнала), получим:

$$Ш=1+r_б g'+\frac{G_ш}{g'}(1+r_б g')^2+\frac{r_б b_{11}^2}{g}(1+G_ш r_б)+\frac{R_ш}{g'}(g'+g_{11})^2,$$

где g' — проводимость контура, пересчитанная ко входу транзистора. С учетом выражения (5-48) в нашем случае $g'=\frac{g}{p_2^2}=\frac{g}{k^2}\frac{L}{L_{св}}$. На основании формул (5-18) и (4-21) $g=\delta/\omega L$. Следовательно, $g'=$ $=\delta/k^2\omega L_{св}$. Для начала диапазона получаем:

$$g'_{150}=\frac{0{,}01}{0{,}6^2\cdot 6{,}28\cdot 1{,}5\cdot 10^5\cdot 0{,}61\cdot 10^{-6}}=0{,}0485\ См;$$

для конца диапазона $g'_{408}=0{,}0178$ См.

Согласно уравнению (6-40) $G_ш = 20\cdot 0{,}98\cdot 10^{-3}(1-0{,}98) = 392\times$ $\times 10^{-6}$ См и $R_ш = 20\cdot 10^{-3}/31\cdot 10^{-3} = 0{,}645$ Ом. Подставляя полученные значения и табличные данные транзистора (из приложения I) в приведенную ранее формулу, для начала диапазона получаем:

$$Ш_{150}=1+50\times 0{,}0485+\frac{392\cdot 10^{-6}}{0{,}0485}(1+50\cdot 0{,}0485)^2+$$
$$+\frac{50\,(6{,}28\cdot 1{,}5\cdot 10^5\cdot 150\cdot 10^{-12})^2}{0{,}0485}(1+392\cdot 10^{-6}\cdot 50)+$$
$$+\frac{0{,}645}{0{,}0485}(0{,}0485+0{,}7\cdot 10^{-3})^2=3{,}55;$$

для конца диапазона $Ш_{408} = 1{,}98$.

6-7. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДИАПАЗОННЫХ СВОЙСТВ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Общий диапазон рабочих частот современных радиовещательных и радиолюбительских приемников достаточно широк и простирается от километровых до метровых волн. Обеспечить перекрытие такого диапазона одним колебательным контуром с переменной настройкой практически невозможно. К тому же отдельные участки этого полного диапазона являются нерабочими. Если бы и можно было создать колебательный контур с подобным диапазоном, то настройка его была бы крайне трудной, так как для перестройки с частоты одной станции на соседнюю понадобилось бы очень малое изменение емкости контура. А это в свою очередь потребовало бы применения очень сложного и дорогого верньерного устройства (замедляющего вращение оси ротора конденсатора). Кроме того (и это, пожалуй, самое главное), в столь широком диапазоне частот изменение усилительных и избирательных свойств ВЦ и каскадов УРС получилось бы чрезмерно большим. А это привело бы к ухудшению эксплуатационных характеристик приемника. Поэтому полный рабочий диапазон частот принято разбивать на ряд частных поддиапазонов [3, 8, 26]. Такая разбивка для радиовещательных и радиолюбительских приемников упрощается благодаря тому, что диапазоны рабочих частот радиовещательных и радиолюбительских станций строго регламентированы. Их данные приводятся в пособиях по расчету приемников [11, 12, 16]. При этом для каждого из рабочих участков коэффициент диапазона [см. формулу (5-50)] в километровых и гектометровых волнах не превышает 3,1, в декаметровых волнах 1,1 и в метровых 1,25

При настройке колебательного контура за счет изменения емкости его коэффициент диапазона определяется формулой

$$k_д = \sqrt{C_{э.\,макс}/C_{э.\,мин}}, \qquad (6\text{-}53)$$

где $C_{э.макс}$ — его максимальная, а $C_{э.мин}$ — минимальная эквивалентные емкости. Согласно выражению (5-17) и схеме, изображенной на рис. 6-4, полная (эквивалентная) емкость контура

$$C_э = C + C_п + C_{кат} + p_1^2C_1 + p_2^2C_2. \qquad (6\text{-}54)$$

Емкости C_1 и C_2 в значительной степени определяются параметрами транзистора и зависят от частоты (для ламп они от частоты не зависят). Но как было показано в § 5-3, хорошие избирательные свойства колебательного контура в транзисторном приемнике получаются при малых значениях коэффициентов включения (особенно p_2). Так, при $C_2 = 100$ пФ и $p_2 = 0{,}1$ слагаемое $p_2^2\,C_2 = 0{,}01 \cdot 100 = 1$ пФ, а при $C_1 = 20$ пФ и $p_1 = 0{,}3$ $p_1^2C_1 = 0{,}09 \cdot 20 = 1{,}8$ пФ.

Собственные емкости катушек $C_{кат}$ для диапазона километровых волн бывают около 20—40 пФ, гектометровых — 15 — 30 пФ, декаметровых — 3 — 6 пФ. Средняя емкость подстроечного конденсатора $C_п$ выбирается обычно в пределах 10 — 40 пФ. Поэтому в диапазонах декаметровых и более длинных волн роль четвертого и пятого слагаемых в формуле (6-54), как правило, мала и диапазонные свойства контура определяются в основном изменением емкости контурного конденсатора C (от $C_{мин}$ до $C_{макс}$). Минимальные емкости секций блоков конденсаторов переменной емкости составляют обычно 2 — 12 пФ, а максимальные — 120 — 500 пФ. Меньшие значения емкостей соответствуют малогабаритным блокам с твердым диэлектриком.

В последние годы созданы полупроводниковые диоды — варикапы. Их междуэлектродная емкость может существенно изменяться, если подводить к ним различное постоянное напряжение. Благодаря этому варикапы можно использовать в колебательных контурах с переменной настройкой (вместо конденсаторов с переменной емкостью). В табл. П1-7 приведены характеристики некоторых типов варикапов. Использование варикапов позволяет в значительной степени уменьшить габариты и снизить стоимость колебательных контуров с переменной настройкой. Емкость варикапов практически не зависит от механических вибраций, что удобно для применения их в приемниках, устанавливаемых на подвижных объектах с большими механическими вибрациями (самолет, ракета, автомобиль и т. п.).

Однако в транзисторных приемниках километровых и гектометровых волн варикапы позволяют получать коэффициент диапазона колебательного контура не более 1,5, что является их существенным недостатком. Для обеспечения большего коэффициента диапазона можно подключить в контур параллельно два или даже три варикапа. В диапазонах декаметровых и более коротких волн варикапы могут обеспечить необходимое перекрытие по частоте и применяться для настройки контуров радиочастотного тракта приемников.

В первом приближении зависимость емкости варикапа C от приложенного постоянного напряжения U определяется уравнением

$$C \approx C_{\text{н}} \sqrt{\frac{U_{\text{к}} + U_{\text{н}}}{U_{\text{к}} + U}},$$

где $U_{\text{к}}$ — контактная разность потенциалов применяемого в варикапе полупроводника (для кремниевых диодов она равна 0,8 — 0,9 В, а для германиевых 0,35 — 0,45 В); $U_{\text{н}}$ и $C_{\text{н}}$ — соответственно напряжение на варикапе и его емкость в исходной рабочей точке. Таким образом, с увеличением запирающего напряжения емкость варикапа уменьшается. Однако отклонения емкости варикапов от усредненных значений пока еще существенны, что затрудняет одноручечную настройку многих контуров радиотракта приемника. Важно также, чтобы управляющее напряжение, изменяющее емкость варикапа, было достаточно стабильно, ибо оно в первую очередь определяет емкость варикапа. На рис. 6-9 в качестве примера приведена схема гетеродинного контура переключателя телевизионных каналов (ПТК-11), применяемого в телевизоре «Старт-308».

Катушки индуктивности контуров радиочастотного тракта, как правило, используются для подачи питающих напряжений на электроды транзисторов (ламп). В этом случае варикапы подключают параллельно к контурным катушкам через разделительные емкости $C_{\text{р}}$.

Резисторы R_1 и R_2 служат для того, чтобы контур гетеродина по переменному току (с частотой гетеродина) не соединялся с шасси. Резисторы $R_{\text{ф.у}}$ и конденсаторы $C_{\text{ф.у}}$ образуют фильтры развязки для предотвращения вредных обратных связей в радиочастотных цепях приемника через источник питания. Управляющее напряжение снимается с переменного сопротивления R. Задаваясь пределами регулировки напряжения, тем самым определяют минимальную и максимальную емкости варикапа. По их значениям и требуемому коэффициенту диапазона колебательного контура вычисляют другие элементы контура на основании методик, приводимых для контуров, перестраиваемых конденсаторами переменной емкости.

Следует отметить, что при использовании варикапов в относительно узкополосных колебательных контурах радиотракта (в ВЦ и

УРС) при одноручечной их настройке требуется применять специальные меры для обеспечения синхронности перестройки (сопряжение настройки) этих контуров [16]. Это может существенно усложнить схему контуров и повысить их стоимость. Кроме того, варикапы обладают определенной активной проводимостью, что увеличивает затухание колебательного контура. Дальнейшее совершенствование технологии

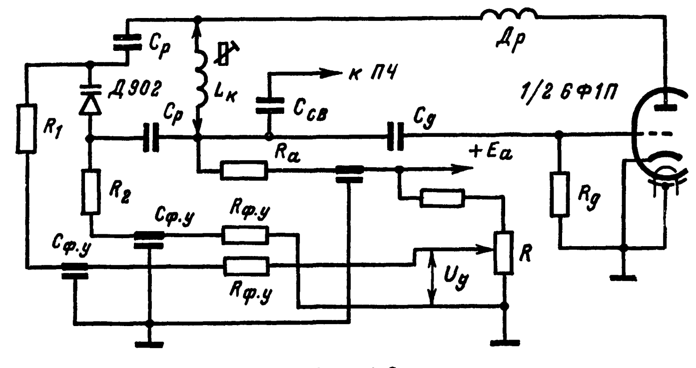


Рис. 6-9.

производства варикапов позволит значительно улучшить их характеристики и расширить области их применения.

Обозначим емкость контура без емкости переменного конденсатора через

$$C_\Sigma = C_п + C_{кат} + p_1^2 C_1 + p_2^2 C_2. \qquad (6\text{-}55)$$

Тогда уравнение (6-53) можно записать так:

$$k_д = \sqrt{\frac{C_{макс} + C_\Sigma}{C_{мин} + C_\Sigma}}. \qquad (6\text{-}56)$$

В диапазонах километровых и гектометровых волн $C_\Sigma \approx 30 \div 60$ пФ, а в декаметровых $C_\Sigma \approx 20 \div 40$ пФ. Поэтому при $C_{макс} = 500$ пФ и $C_{мин} = 10$ пФ получим $k_д = \sqrt{\frac{500+40}{10+40}} = 3{,}3$. Это вполне обеспечивает необходимое перекрытие поддиапазона по частоте. При известном коэффициенте поддиапазона и выбранном блоке конденсаторов на основании формул (6-56) и (6-55) можно определить требуемую среднюю емкость подстроечного конденсатора

$$C_п = \frac{C_{макс} - k_д^2 C_{мин}}{k_д^2 - 1} - C_{кат} - p_1^2 C_1 - p_2^2 C_2. \qquad (6\text{-}57)$$

С учетом сказанного ранее для предварительного выбора параметров контура можно полагать $p_1^2 C_1 + p_2^2 C_2 \approx 3 \div 10$ пФ.

Несущие частоты радиовещательных станций в декаметровых и более длинных волнах отстоят друг от друга на 9 кГц. Поэтому в так называемом длинноволновом поддиапазоне (150 — 408 кГц, $k_д = 2{,}73$) может «разместиться» примерно 30 станций. Если на шкале настройки

взять 100 делений, то настройки на соседние станции по такой шкале будут отстоять друг от друга примерно на 3 деления. В средневолновом поддиапазоне (525—1605 кГц, $k_д = 3{,}06$) может быть примерно 120 станций, а расстояние по шкале настройки между соседними по частоте станциями будет уже меньше одного деления и настройка будет более трудной Если сохранять $k_д \approx 3$, то в декаметровом диапазоне при $f_{мин} = 6$ МГц получим $f_{макс} = k_д f_{мин} = 3 \cdot 6 = 18$ МГц. В таком поддиапазоне интервалу частот 9 кГц соответствовало бы всего 0,075 деления шкалы, т. е. в пределах одного деления шкалы осуществлялась бы настройка на 14 станций. Естественно, такая настройка была бы очень затруднительной. Для ее осуществления потребовалось бы сложное верньерное устройство. Поэтому с целью уменьшения п л о т н о с т и н а с т р о й к и (числа возможных станций на одно деление шкалы) в диапазоне декаметровых и более коротких волн искусственно уменьшают коэффициенты поддиапазонов (растягивают в них настройку по шкале) так, чтобы на всех поддиапазонах сохранялась примерно одинаковая плотность настройки.

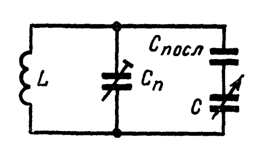


Рис. 6-10.

Из сказанного следует, что $C_{макс}$ и $C_{мин}$ следует выбирать для поддиапазона с наибольшим $k_д$. Для других же поддиапазонов снижение $k_д$ можно обеспечить выбором средней емкости подстроечного конденсатора по формуле (6-57). Но по мере повышения частоты и уменьшения $k_д$ согласно формуле (6-57) увеличивается $C_п$, а вместе с этим на основании выражения (6-55) увеличивается и эквивалентная емкость колебательного контура. Последнее уменьшает характеристическое сопротивление колебательного контура (4-21) и увеличивает его собственную проводимость (5-18), что приводит к ухудшению усилительных свойств каскада. Поэтому в декаметровом диапазоне волн для уменьшения $k_д$ колебательного контура последовательно с основным конденсатором C включают добавочный конденсатор $C_{посл}$, как показано на рис. 6-10. В случае последовательного включения конденсаторов их результирующая емкость будет меньше. При выборе $C_{посл} \approx \approx C_{макс}$ для малой емкости C влияние $C_{посл}$ на результирующую емкость будет малым и она будет примерно равна C. При $C \approx C_{макс}$ результирующая емкость будет много меньше C. Благодаря этому существенно уменьшается $C_{э\,макс}$ колебательного контура, а значит и его $k_д$. Емкость конденсатора $C_{посл}$ определяется формулой

$$C_{посл} = \frac{(k_д^2 - 1)\left[C_\Sigma (C_{макс} + C_{мин}) + C_{макс} C_{мин}\right]}{2\left[C_\Sigma + C_{макс} - k_д^2 (C_\Sigma + C_{мин})\right]} + \sqrt{\frac{(k_д^2 - 1)^2 \left[C_\Sigma (C_{макс} + C_{мин}) + C_{макс} C_{мин}\right]^2}{4\left[C_\Sigma + C_{макс} - k_д^2 (C_\Sigma + C_{мин})\right]^2} + \frac{(k_д^2 - 1)\, C_\Sigma C_{макс} C_{мин}}{C_\Sigma + C_{макс} k_д^2 (C_\Sigma + C_{мин})}}. \qquad (6\text{-}58)$$

При расчете емкости C_Σ по формуле (6-55) емкость $C_п$ берут равной около 10 — 15 пФ, чтобы иметь возможность скомпенсировать разброс емкостей колебательных контуров радиотракта приемника.

Эквивалентная емкость колебательного контура в схеме, изображенной на рис. 6-10,

$$C_э=C_\Sigma+\frac{CC_{посл}}{C+C_{посл}}. \qquad (6\text{-}59)$$

По эквивалентной емкости контура и частоте в начале или конце поддиапазона определяют необходимую индуктивность контурной катушки, пользуясь формулой

$$L=1/\omega^2 C_э. \qquad (6\text{-}60)$$

Катушки с достаточно высокой добротностью можно выполнить, если их индуктивность больше минимальных значений, приведенных в табл. 6-1. Если расчетная индуктивность окажется меньше минимально допустимой, то целесообразно взять $L = L_{мин}$ и скорректировать эквивалентную емкость колебательного контура.

Таблица 6-1

f, МГц	0,1 – 0,5	0,5 – 1	1 – 5	5 – 10	10 – 20	20 – 40	40 – 100
$L_{мин}$, мкГ	500 – 50	300 – 30	100 – 12	12 – 6	6 – 3	3 – 0,3	0,3 – 0,1

6-8. УСИЛИТЕЛЬ С ДВОЙНЫМ АВТОТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНТУРА ПРИ ПЕРЕМЕННОЙ НАСТРОЙКЕ

Настройка колебательных контуров в УРС современных приемников осуществляется в основном за счет изменения емкости (за исключением схемы, показанной на рис. 6-1, *в*). Настройка контуров УРС индуктивностью из-за конструктивной сложности применяется редко. Практически ее используют только в автомобильных приемниках благодаря меньшей подверженности вибрации. Учитывая выражения (6-19), (4-28) и (5-18), уравнения (6-17) и (6-19) можно записать для рассматриваемого случая (полагая $\rho=\omega_0 L$) в следующем виде:

$$K_0=\frac{p_1p_2Y_{21}L\omega_0}{\delta\left(1+p_1^2\frac{L}{\delta}G_1\omega_0+p_2^2\frac{L}{\delta}G_2\omega_0\right)} \qquad (6\text{-}61)$$

и

$$П=\delta f_0\left(1+p_1^2\frac{L}{\delta}G_1\omega_0+p_2^2\frac{L}{\delta}G_2\omega_0\right). \qquad (6\text{-}62)$$

Из формулы (6-61) очевидна довольно сложная зависимость K_0 от частоты в диапазоне рабочих частот. Рассмотрим ее для наиболее часто встречающихся на практике случаев.

В транзисторных усилителях на максимальной рабочей частоте сумма второго и третьего слагаемых в знаменателе выражения (6-61), как правило, бывает сравнима с единицей или превышает ее. Поскольку G_1 и G_2 растут, а Y_{21} несколько падает с увеличением частоты, K_0 в диапазоне частот увеличивается медленнее, чем по линейному закону.

При большей сумме второго и третьего слагаемых K_0 может быть почти постоянным или даже несколько уменьшающимся с частотой.

Согласно выражению (6-32) устойчивый коэффициент усиления каскада уменьшается с частотой по закону, близкому к $1/\sqrt{f}$. Для устойчивой работы во всем диапазоне частот должно выполняться неравенство $K_0 \leqslant K_{0уст}$. С учетом сказанного это неравенство будет выполняться во всем диапазоне, если на максимальной частоте

$$K_0 = K_{0\,уст}. \qquad (6\text{-}63)$$

Полоса пропускания каскада, как это следует из выражения (6-62), расширяется с увеличением частоты быстрее, чем по линейному закону, и тем быстрее, чем ближе сумма второго и третьего слагаемых к единице. Поэтому требуемое значение полосы пропускания $П_{тр}$ необходимо обеспечить на минимальной частоте. Если известно значение $K_{0к} = K_{0уст}$ в конце поддиапазона и $П_н = П_{тр}$ в начале поддиапазона, из системы двух уравнений (6-61) и (6-62) нельзя найти необходимые значения коэффициентов включения. Для решения этой задачи нужно знать оба эти параметра хотя бы на одной частоте.

Введем следующее обозначение на минимальной частоте:

$$\left(p_1^2 \frac{L}{\delta} G_1 + p_2^2 \frac{L}{\delta} G_2\right) \omega_0 = a. \qquad (6\text{-}64)$$

На основании выражений (4-2) и (4-3) входная и выходная проводимости высокочастотных транзисторов до частоты $f \approx 0{,}04\ f_\alpha$ постоянны, а при бо́льших частотах линейно увеличиваются с частотой. Поэтому и отношения проводимостей G_1 и G_2 в поддиапазоне частот будут практически постоянными:

$$G_{1f\,макс}/G_{1f\,мин} \approx G_{2f\,макс}/G_{2f\,мин} \approx b. \qquad (6\text{-}65)$$

Тогда на основании уравнений (6-61) и (6-62) с учетом формул (5-50), (6-64) и (6-65) с достаточной для инженерных расчетов точностью можно установить связь между $K_{0н}$ и $K_{0к}$, а также $П_н$ и $П_к$ в начале и конце поддиапазона:

$$\frac{K_{0к}}{K_{0н}} = \frac{k_д (1 + a)}{1 + abk_д}; \qquad (6\text{-}66)$$

$$\frac{П_к}{П_н} = \frac{k_д (1 + abk_д)}{1 + a}. \qquad (6\text{-}67)$$

Пользуясь этими уравнениями, коэффициенты включения можно определить по следующей методике. Полагаем $П_н = П_{тр}$ и, используя выражения (6-62) и (6-64), находим параметр

$$a = \frac{П_{тр}}{\delta f_{мин}} - 1 \qquad (6\text{-}68)$$

Считаем $K_{0к} = K_{0уст}$ и по формуле (6-66) определяем коэффициент усиления $K_{0н}$ в начале поддиапазона. Подставляем полученное значение $K_{0н}$ в формулу (6-17) вместо K_0 и $П_{тр}/f_{мин} = \delta_{э.н}$ в уравнение (6-19). Так как параметры контура δ и L определены условием обеспечения заданных полосы пропускания и диапазона рабочих частот (см. § 6-7), то в полученных двух уравнениях оказываются неизвестными только p_1 и p_2. Их значения вычисляются по формулам (6-36).

Пример 6-7. Рассчитать каскад резонансного усилителя с двойным автотрансформаторным включением колебательного контура по следующим исходным данным: $f_{мин} = 150$ кГц, $f_{макс} = 408$ кГц, $П_{тр} = 9$ кГц, $\delta = 0{,}015$, $\sigma = 2$, $E_{к0} = 9$ В, $I_к = 1$ мА, $E_к = -5$ В, $\Delta T = 30°$С. В каскаде используются транзистор П403 ($f_\alpha = 100$ мГц) и конденсаторы переменной емкости $C_{мин} = 10$ пФ и $C_{макс} = 365$ пФ.

В следующем каскаде используется транзистор П403 в том же режиме, что и в рассчитываемом каскаде.

Поскольку $f_{макс} < 0{,}04\ f_\alpha = 4$ МГц, то согласно уравнениям (4-2), (4-3), (4-4) и приложению I считаем постоянными проводимости $g_{11} = 0{,}7$ мСм, $g_{22} = 10$ мкСм и $Y_{21} = 31$ мСм. Остальные параметры транзистора также берем из приложения 1: $r_б = 50$ Ом, $\alpha_0 = 0.98$, $C_{11} = 160$ пФ. $C_{22} = 10$ пФ, $C_{12} = 7{,}5$ пФ, $I_{к0} = 10$ мкА. Полагаем собственную емкость катушки 20 пФ, а сумму $p_1^2C_1 + p_2C_2^2 = 7$ пФ

Определяем параметры колебательного контура. Средняя емкость подстроечного конденсатора согласно уравнениям (6-57) и (5-50) $C_п = \dfrac{365-2{,}73^2\cdot 10}{2{,}73^2-1} - 20 - 7 = 18$ пФ. По приложению 4 выбираем конденсатор КПК-1, имеющий $C_{мин} = 6$ пФ и $C_{макс} = 25$ пФ. Согласно формуле (6-54) максимальная эквивалентная емкость колебательного контура $C_{э.макс} = 365 + 18 + 20 + 7 = 410$ пФ. Индуктивность контурной катушки определяем по формуле (6-60):

$$L = \frac{1}{6\,28^2\cdot 1{,}5^2\cdot 10^{10}\cdot 410\cdot 10^{-12}} = 0{,}0028\ Г.$$

Собственная проводимость колебательного контура на основании уравнения (5-18) для начала диапазона

$$g_{150} = \frac{0{,}015}{6{,}28\cdot 1{,}5\cdot 10^5\cdot 2{,}8\cdot 10^{-3}} = 5{,}7\cdot 10^{-6}\ См$$

и для конца диапазона

$$g_{408} = \frac{0{,}015}{6{,}28\cdot 4{,}08\cdot 10^5\cdot 2{,}8\cdot 10^{-3}} = 2{,}1\cdot 10^{-6}\ См.$$

Вычисляем параметры элементов схемы питания согласно рис. 4-1 по формулам (6-6). Выбираем $U_{R_ф} = 1$ В.

Тогда

$$R_э = \frac{0{,}98\,(9-1-5)}{10^{-3}-10\cdot 10^{-5}\cdot 2^{0,1\cdot 30}} = 3{,}17\cdot 10^3\ Ом;$$

выбираем по приложению 3 $R_э = 3$ кОм.

$$R_б'' = \frac{(2-1)\,(9-1)}{10^{-3}-2\cdot 10^{-5}\cdot 2^{0,1\cdot 30}} = 9{,}5\cdot 10^3;$$

выбираем по приложению 3 $R_б'' = 9{,}1$ кОм.

$$R_б' = \frac{1{,}25\cdot 3\cdot 10^3\cdot 9{,}1\cdot 10^3\,(2-1)}{0{,}98\cdot 2\cdot 9{,}1\cdot 10^3-(2-1)\,(3\cdot 10^3+9{,}1\cdot 10^3)} = 5{,}95\cdot 10^3\ Ом;$$

выбираем по приложению 3 $R_б' = 6{,}2$ кОм. По формулам (6-15) находим $G_1 = g_{22} = 10^{-5}$ См и $G_2 = G_{11} + R_{к2} = 7\cdot 10^{-4} + 1/R_б'' + 1/R_б' =$

$= 7\cdot10^{-4} + 1/9{,}1\cdot10^{3} + 1/6{,}2\cdot10^{3} = 1\cdot10^{-3}$ См. Вычисляем по формуле (6-8)

$$C_э \geqslant \frac{100}{3\cdot10^{3}\cdot6{,}28\cdot1{,}5\cdot10^{3}} = 3{,}6\cdot10^{-8}\ Ф;$$

по приложению 3 выбираем $C_э = 0{,}036$ мкФ.

Из уравнения (6-6)

$$R_ф = \frac{1}{10^{-3} + \frac{9-1}{6{,}2+9{,}1}\,10^{-3}} = 650\ Ом;$$

по приложению 3 выбираем $R_ф = 620$ Ом.

По формуле (6-7) $C_ф \geqslant (50 \div 100)\ 365 = 18\ 250 \div 36\ 500$ пФ.

Из уравнения (6-8)

$$C_ф \geqslant \frac{100}{620\cdot6{,}28\cdot1{,}5\cdot10^{5}} = 18\cdot10^{-8}\ Ф;$$

по приложению 3 выбираем $C_ф = 0{,}22$ мкФ.

Полагаем монтажную емкость входа следующего каскада $C_{м2} = 5$ пФ. Вычисляем по формуле (6-9) емкость

$$C_б \geqslant \frac{50\cdot1\cdot10^{-3}}{6{,}28\cdot1{,}5\cdot10^{5}} = 5{,}4\cdot10^{-8}\ Ф;$$

по приложению 3 выбираем $C_б = 0{,}056$ мкФ.

Коэффициент устойчивого усиления при $k_у = 0{,}9$ на максимальной частоте находим по формуле (6-32):

$$K_{0уст} = \sqrt{\frac{2\cdot0{,}9\,(1-0{,}9)\,31\cdot10^{-3}}{6{,}28\cdot4{,}08\cdot10^{5}\cdot7{,}5\cdot10^{-12}}} = 17.$$

Вычисляем по формуле (6-68) параметр

$$a = \frac{9\cdot10^{3}}{0{,}015\cdot1{,}5\cdot10^{5}} - 1 = 3$$

Поскольку в нашем случае согласно уравнению (6-65) $b = 1$, то по формуле (6-67) находим полосу пропускания в конце диапазона:

$$П_к = 9\cdot10^{3}\cdot2{,}73\,\frac{(1+3\cdot2{,}73)}{1+3} = 56{,}6\cdot10^{3}\ Гц.$$

Этой полосе согласно формуле (5-61) соответствует эквивалентное затухание

$$\delta_{э408} = \frac{56{,}5\cdot10^{3}}{4{,}08\cdot10^{5}} = 0{,}138.$$

При таком затухании максимальный коэффициент усиления определяется из уравнения (6-26):

$$K_{0п.\,макс} = \frac{0{,}5\cdot31\cdot10^{-3}}{\sqrt{10^{-5}\cdot1\cdot10^{-3}}}\left(1 - \frac{0{,}015}{0{,}138}\right) = 138$$

Так как это значение больше $K_{0уст}$, то расчет ведем на получение в конце диапазона $K_0 = K_{0уст}$. Вычисляем по формуле (6-66) коэффи-

циент усиления в начале диапазона $K_{0н} = 17 \frac{1+3 \cdot 1 \cdot 2{,}73}{2{,}73\,(1+3)} = 14{,}35$.

Находим на минимальной частоте поддиапазона коэффициенты для формулы (6-36):

$$N = 0{,}5 \cdot 5{,}7 \cdot 10^{-6}\left(\frac{9 \cdot 10^3}{2{,}25 \cdot 10^3} - 1\right) = 8{,}54 \cdot 10^{-6}\ \text{См}$$

и

$$M = \frac{9 \cdot 10^3 \cdot 5{,}7 \cdot 10^{-6} \cdot 14{,}35}{2{,}25 \cdot 10^3 \cdot 31 \cdot 10^{-3}} = 0{,}01053.$$

Следовательно,

$$p_1 = \sqrt{\frac{8{,}54 \cdot 10^{-6}}{10^{-5}} - \sqrt{\frac{8{,}54^2 \cdot 10^{-12}}{10^{-10}} - \frac{10 \cdot 10^{-4}}{10^{-5}}\, 0{,}01053^2}} = 0{,}082$$

и

$$p_2 = \sqrt{\frac{8{,}54 \cdot 10^{-6}}{10^{-3}} = \sqrt{\frac{8{,}54^2 \cdot 10^{-12}}{1^2 \cdot 10^{-6}} - \frac{10^5}{1 \cdot 10^{-3}} 0{,}01053^2}} = 0{,}128.$$

Проверяем правильность расчетов. По формуле (6-19)

$$\delta_{э150} = 0{,}015\left(1 + 0{,}082^2 \frac{10^{-5}}{5{,}7 \cdot 10^{-6}} + 0{,}128^2 \frac{1 \cdot 10^{-3}}{5{,}7 \cdot 10^{-6}}\right) = 0{,}06$$

и

$$\delta_{э108} = 0{,}015\left(1 + 0{,}082^2 \frac{10^{-5}}{2{,}1 \cdot 10^{-6}} + 1{,}28^2 \frac{1 \cdot 10^{-3}}{2{,}1 \cdot 10^{-6}}\right) = 0{,}138,$$

что обеспечивает согласно уравнению (5-61) $П_{тр} = \delta_{э150}$; $f_{мин} = 0{,}06 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5 = 9 \cdot 10^3$ Гц. Из уравнения (6-17) для начала диапазона

$$K_{0150} = \frac{0{,}082 \cdot 0{,}128 \cdot 31 \cdot 10^{-3}}{0{,}082^2 \cdot 10^{-5} + 5{,}7 \cdot 10^{-6} + 0{,}128^2 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 14{,}4$$

и для конца диапазона

$$K_{0408} = \frac{0{,}082 \cdot 0{,}128 \cdot 31 \cdot 10^{-3}}{0{,}082^2 \cdot 10^{-5} + 2{,}1 \cdot 10^{-6} + 0{,}128^2 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 17{,}2,$$

что достаточно близко к $K_{0уст}$. Следовательно, коэффициенты включения вычислены правильно. Коэффициент шума данного усилителя рассчитан в примере 6-5.

Пример 6-8. Рассчитать каскад резонансного усилителя с двойным автотрансформаторным включением колебательного контура по следующим исходным данным: $f_{мин} = 9{,}5$ МГц, $f_{макс} = 12$ МГц, $\delta = 0{,}015$, $C_{макс} = 365$ пФ, $C_{мин} = 10$ пФ, $\sigma = 2$. Транзистор П403 ($f_\alpha = 100$ МГц). Режим в рабочей точке $I_к = 1$ мА, $I_{к0} = 10$ мкА, $E_к = -5$ В, $E_{к0} = 9$ В, $\Delta T = 30°$С.

Пользуясь данными приложения 1 по формулам (4-2) и (4-3) вычисляем: $g_{11;9,5} = 0{,}7 \cdot 10^{-3}\left[1 + 73\left(\frac{9{,}5}{100} - 0{,}04\right)\right] = 3{,}5 \cdot 10^{-3}$ См; $g_{11;12} = 0{,}7 \cdot 10^{-3}\left[1 + 73\left(\frac{12}{100} - 0{,}04\right)\right] = 4{,}75 \cdot 10^{-3}$ См; $g_{22;9,5} = 10 \times 10^{-6}\left[1 + 61{,}5\left(\frac{9{,}5}{100} - 0{,}04\right)\right] = 44 \cdot 10^{-6}$ См; $g_{22;12} = 10 \cdot 10^{-6}\Big[1 +$

$+ 61{,}5\left(\frac{12}{100} - 0{,}04\right)\Big] = 59 \cdot 10^{-6}$ См. Поскольку $f_{мин} < 0{,}1\, f_\alpha$, то согласно уравнению (4-4) $Y_{21;9,5} = 31 \cdot 10^{-3}$ См, а $Y_{21;12} = 31 \cdot 10^{-3}\,[1 - 2{,}26\left(\frac{12}{100} - 0{,}1\right)\Big] = 30{,}4 \cdot 10^{-3}$ См.

Из приложения I находим: $C_{11;9,5} = 115$ пФ; $C_{11;12} = 110$ пФ; $C_{22} = 10$ пФ; $C_{12} = 7{,}5$ пФ; $g_{12} = 4 \cdot 10^{-6}$ См.

Определим параметры контура. Полагая $C_{кат} = 3$ пФ, $p_1^2 C_1 + p_2^2 C_2 = 5$ пФ и $C_п = 20$ пФ, согласно формуле (6-55) получим $C_\Sigma = 20 + 3 + 5 = 28$ пФ. Для уменьшения коэффициента поддиапазона с учетом заданных значений $C_{макс}$ и $C_{мин}$ по формуле (6-58) вычисляем емкость последовательного конденсатора:

$$C_{посл} = \frac{(1{,}26^2 - 1)\,[28\,(365 + 10) + 365 \cdot 10]}{2\,[28 + 365 - 1{,}26^2\,(28 + 10)]} + \sqrt{\frac{(1{,}26^2 - 1)^2\,[28\,(365 + 10) + 365 \cdot 10]^2}{4\,[28 + 365 - 1{,}26^2\,(28 + 10)]^2} + \frac{28 \cdot 365 \cdot 10\,(1{,}26^2 - 1)}{28 + 365 - 1{,}26^2\,(28 + 10)}} = 30{,}4 \text{ пФ}.$$

Поскольку эта емкость должна быть подобрана в процессе настройки достаточно точно, то из приложения 5 выбираем полупеременный конденсатор типа КПК-2 ($C_{мин} = 6$ пФ, $C_{макс} = 60$ пФ). Вычисляем по формуле (6-59)

$$C_{э.\,макс} = 28 + \frac{30{,}4 \cdot 365}{30{,}4 + 365} = 56{,}1 \text{ пФ}$$

и по формуле (6-60)

$$L = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 9{,}5^2 \cdot 10^{12} \cdot 56{,}1 \cdot 10^{-12}} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Г}.$$

Пользуясь выражением (5-18), находим:

$$g_{9,5} = \frac{0{,}015}{6{,}28 \cdot 9{,}5 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ См}$$

и

$$g_{12} = \frac{0{,}015}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ См}.$$

Режим транзистора полностью совпадает с данными примера 6-7, поэтому сопротивления резисторов $R_э$, $R_б'$, $R_б'$ и $R_ф$ сохраняются такими же.

Согласно формуле (6-15) $G_{1;9,5} = 44 \cdot 10^{-6}$ См и $G_{1;12} = 59 \cdot 10^{-6}$ См, а

$$G_{2;\,9,5} = 3{,}5^{-3} + \frac{1}{9{,}1 \cdot 10^3} + \frac{1}{6{,}2 \cdot 10^3} = 3{,}8 \cdot 10^{-3} \text{ См}$$

и

$$G_{2;\,12} = 4{,}75 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{9{,}1 \cdot 10^3} + \frac{1}{6{,}2 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

Положим $k_y = 0{,}8$, тогда для конца поддиапазона по формуле (6-32) рассчитаем $K_{0\,уст} = \sqrt{\dfrac{2 \cdot 0{,}8\,(1-0{,}8)\,30{,}4 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^{6} \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-12}}} = 4{,}2.$

Так как минимальное значение полосы пропускания не задано, то целесообразно выбирать коэффициенты включения из условия получения минимальной полосы. Положив в формуле (6-27) $K_0 = K_{0уст}$, получим для конца поддиапазона:

$$П_{мин} = \frac{0{,}015 \cdot 12 \cdot 10^{6}}{1 - \dfrac{2 \cdot 4{,}2\sqrt{59 \cdot 10^{-6} \cdot 5{,}0 \cdot 10^{-3}}}{30{,}4 \cdot 10^{-3}}} = 0{,}21 \cdot 10^{6} \text{ Гц}.$$

Такой полосе пропускания из уравнения (5-61) соответствует эквивалентное затухание

$$\delta_{э12} = \frac{0{,}21 \cdot 10^{6}}{12 \cdot 10^{6}} = 0{,}0175.$$

Коэффициенты включения вычисляем по формуле (6-25) для конца поддиапазона:

$$p_{1K_0} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 59 \cdot 10^{6}}\left(\frac{0{,}0175}{0{,}015} - 1\right)} = 0{,}242$$

и

$$p_{2K_0} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 5{,}0 \cdot 10^{-3}}\left(\frac{0{,}0175}{0{,}015} - 1\right)} = 0{,}0263.$$

Проверяем правильность расчетов. По формуле (6-19) для начала поддиапазона

$$\delta_{э\,9{,}5} = 0{,}015\left(1 + 0{,}242^2\,\frac{44 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6}} + 0{,}0263^2\frac{3{,}8 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-5}}\right) = 0{,}0165$$

и для конца поддиапазона

$$\delta_{э12} = 0{,}015\left(1 + 0{,}242^2\frac{59 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10^{-5}} + 0{,}0263^2\,\frac{5{,}0 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-5}}\right) = 0{,}0175,$$

что и соответствует минимально возможной полосе пропускания. Согласно формуле (5-61) $П_{9{,}5} = 0{,}0165 \cdot 9{,}5 \cdot 10^{6} = 0{,}158 \cdot 10^{6}$ Гц и $П_{12} = 0{,}0175 \cdot 12 \cdot 10^{6} = 0{,}209 \cdot 10^{6}$ Гц. На основании уравнения (6-17)

$$K_{0;\,9{,}5} = \frac{0{,}242 \cdot 0{,}0263 \cdot 31 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-5} + 0{,}242^2 \cdot 44 \cdot 10^{-6} + 0{,}0263^2 \cdot 3{,}8 \cdot 10^{-3}} = 3{,}6$$

и

$$K_{0;\,12} = \frac{0{,}242 \cdot 0{,}0263 \cdot 30{,}4 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-5} + 0{,}242^2 \cdot 59 \cdot 10^{-6} + 0{,}263^2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 4{,}2,$$

что подтверждает правильность расчета коэффициентов включения.

Положим монтажные емкости $C_{м1} = C_{м2} = 5$ пФ. Тогда при выбранных коэффициентах включения вносимая в контур емкость $\Delta C_{вн} = p_1^2 C_1 + p_2^2 C_2$ в начале поддиапазона будет $\Delta C_{вн9{,}5} = 0{,}242^2\,(10 + 5) + 0{,}026^2\,(115 + 5) = 0{,}96$ пФ и в конце поддиапазона $\Delta C_{вн12} = 0{,}242^2\,(10 + 5) + 0{,}026^2\,(110 + 5) = 0{,}957$ пФ. Эти значения меньше тех, которыми задавались при расчете параметров контура. Поэтому

средняя емкость подстроечного конденсатора должна быть увеличена на 4 пФ. Разница $\Delta C_{вн9,5} - \Delta C_{вн12} = 0,96 - 0,957 = 0,003$ пФ. За счет этой разницы при точной настройке контура в конце поддиапазона расстройка контура в начале поддиапазона будет $\frac{\Delta f}{f_0} \approx 0,5 \frac{\Delta C}{C} = \frac{1}{2} \frac{0,003}{56,1} \approx 0,00003$, что гораздо меньше $\delta_э$. Следовательно, расстройка контура окажется гораздо меньше половины полосы пропускания.

Проверим для сравнения возможность использования параллельно включенного конденсатора для снижения коэффициента поддиапазона. По формуле (6-57) вычисляем

$$C_п = \frac{365 - 1,26^2 \cdot 10}{1,26^2 - 1} - 3 - 5 = 593 \text{ пФ}.$$

На основании уравнения (6-54) определяем $C_{э.макс} = 365 + 593 + 3 + 5 = 966$ пФ. Этой емкости из уравнения (6-60) соответствует индуктивность контура

$$L = \frac{1}{6,28^2 \cdot 9,5 \cdot 10^{12} \cdot 966 \cdot 10^{-12}} = 0,29 \cdot 10^{-6} \text{ Г}.$$

Согласно табл. 6-1 эта индуктивность в десять раз меньше минимально допустимой, что не позволит получить хорошую добротность катушки. Вычисляем проводимость контура по формуле (5-18):

$$g_{9,5} = \frac{0,015}{6,28 \cdot 9,5 \cdot 10^6 \cdot 0,29 \cdot 10^{-6}} = 866 \cdot 10^{-6} \text{ См} \quad \text{и}$$

$$g_{12} = \frac{0,015}{6,28 \cdot 12 \cdot 10^6 \cdot 0,29 \cdot 10^{-6}} = 690 \cdot 10^{-6} \text{ См}.$$

Минимально осуществимая полоса пропускания (6-27) при заданном усилении зависит только от собственного затухания контура. Поэтому она и эквивалентное затухание сохраняются в расчете прежними: $П_{12} = 0,21 \cdot 10^6$ Гц и $\delta_{э12} = 0,0175$. Для их осуществления по формуле (6-25) требуются коэффициенты включения, вычисленные также на максимальной частоте:

$$p_1 = \sqrt{\frac{690 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 59 \cdot 10^{-6}} \left(\frac{0,0175}{0,015} - 1 \right)} = 1,02 \quad \text{и}$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{690 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} \left(\frac{0,0175}{0,015} - 1 \right)} = 0,11.$$

Физически в рассматриваемой схеме можно осуществить $p_1 \leqslant 1$. Следовательно, в данном случае режим достижения $П_{мин}$ является предельным. Если бы значение $C_{макс}$ было больше 400 пФ, то такой режим был бы неосуществим и нужное усиление $K_0 = K_{0уст}$ на максимальной частоте было бы достигнуто при $p_1 = 1$ и $p_2 = 0,11$, а значит и при большей полосе пропускания, что ухудшило бы избирательные свойства каскада.

В пентодных ламповых усилителях даже в декаметровом диапазоне волн входная и выходная проводимости ламп значительно меньше собственной проводимости колебательного контура. Поэтому формулы

(6-61) и (6-62) для данного случая можно записать так:

$$K_0 \approx \frac{p_1 p_2 S L}{\delta} \omega_0 \qquad (6\text{-}69)$$

и

$$\Pi \approx \delta f_0. \qquad (6\text{-}70)$$

Данные опыта показывают, что на декаметровых и более длинных волнах при $k_д < 3$, затухание контура в пределах поддиапазона изменяется не более чем на 20 — 30%. Поэтому значения K_0 и Π в поддиапазоне с увеличением частоты практически растут по линейному закону. Для обеспечения максимального усиления следует выбирать $p_1 = p_2 = 1$, т. е. выполнять полное включение колебательного контура, что и характерно для ламповых усилителей.

Линейные зависимости K_0 и Π от частоты значительно облегчают выбор параметров контура, если задана полоса пропускания $\Pi_{тр}$. В начале выбирают схему контура для обеспечения нужного поддиапазона. Если $k_д > 1{,}3 \div 1{,}5$, то используют схему с параллельным конденсатором и находят нужное значение $C_п$ по формуле (6-57), а если $k_д \leqslant 1{,}3 \div 1{,}5$, то используют схему с последовательным конденсатором и находят его значение по формуле (6-58). После этого вычисляют по формуле (5-18) эквивалентную проводимость контура. Если $\Pi_{тр} > \delta f_{мин}$, то определяют шунтирующее сопротивление, необходимое для обеспечения заданной полосы пропускания:

$$g_ш = 1/R_ш = g\left(\frac{\Pi_{тр}}{\delta f_{мин}} - 1\right). \qquad (6\text{-}71)$$

В схеме с последовательным питанием анода (см. рис. 6-2) в качестве шунтирующего сопротивления обычно используют резистор утечки сетки следующего каскада, т. е. берут $R_g = R_ш$. Если же $\Pi_{тр} \leqslant \delta f_{мин}$, то заданную полосу пропускания получить не удастся, так как колебательный контур имеет на минимальной частоте полосу шире требуемой. В этом случае полагают $\Pi_{мин} = \delta f_{мин}$. Затем, приняв $p_1 = p_2 = 1$, вычисляют по формуле (6-69) усиление в конце диапазона. Если получится $K_0 \leqslant K_{0уст}$, то на этом расчет заканчивается. Если же $K_0 > K_{0уст}$, то применяют неполное включение контура в анодную цепь ($p_1 < 1$) и, подставив в уравнение (6-69) значение $K_{0уст}$ вместо K_0, находят необходимый коэффициент включения p_1. При наличии шунтирующего резистора в формулу (6-69) подставляют вместо значения δ эквивалентное затухание колебательного контура

$$\delta_э = \delta\,(1 + 1/gR_ш). \qquad (6\text{-}72)$$

В триодных ламповых усилителях выходная активная проводимость лампы согласно уравнению (4-12) в большой степени зависит от внутреннего сопротивления лампы, которое для триодов в десять раз меньше, чем у пентодов. Эта составляющая выходной проводимости лампы не зависит от частоты. Но триодные ламповые усилители применяются, как правило, лишь в метровом и дециметровом диапазонах, в которых входная и выходная проводимости лампы определяются спецификой работы на СВЧ и существенно зависят от частоты. Поэтому в указанных диапазонах частот этими проводимостями пренебрегать по сравнению с собственной проводимостью колебательного контура уже нельзя.

Расчет подобных усилителей следует вести по методике расчета транзисторных усилителей, рассмотренной в данном параграфе.

Пример 6-9. Выбрать параметры каскада резонансного усилителя, выполненного на лампе 6К4П, по исходным данным примера 6-7. Из приложения 2 находим параметры лампы: $S = 4{,}4$ мА/В, $R_i = 0{,}85$ МОм, $C_{gк} = 6$ пФ, $C_{ак} = 3{,}5$ пФ, $C_{ag} = 0{,}0035$ пФ, $E_а = 250$ В, $E_{g2} = 100$ В, $E_{g0} = -0{,}9$ В, $I_а = 10$ мА, $I_{g2} = 3$ мА, $Б = 25 \cdot 10^{-6}$ мСм/МГц². Положим $E_{а0} = 280$ В. Тогда согласно схеме, показанной на рис. 6-2, по закону Ома

$$R_ф = \frac{E_{а0} - E_а}{I_а} = \frac{280 - 250}{10^{-2}} = 3 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R_ф = 3$ кОм.

По формуле (6-13)

$$R_к = \frac{0{,}9}{(10+2)\,10^{-3}} = 70 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R_к = 68$ Ом.

Находим по формуле (6-8)

$$C_к \geqslant \frac{100}{R_к \omega_{мин}} = \frac{100}{68 \cdot 6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5} = 1{,}5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

по приложению 4 выбираем $C_к = 1{,}5$ мкФ.

Пользуясь уравнением (6-14), находим

$$R'_{g2} = \frac{100}{2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 17 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R'_{g2} = 18$ кОм,

$$R''_{g2} = \frac{280 - 100}{3 \cdot 3 \cdot 10^3} = 20 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

По приложению 3 выбираем $R''_{g2} = 20$ кОм. Выходная проводимость лампы $g_i = 1/R_i = 1/0{,}86 \cdot 10^{-6} = 1{,}18 \cdot 10^{-6}$ См. В начале диапазона она составляет всего $1{,}18 \cdot 10^{-6}/5{,}7 \cdot 10^{-6} = 0{,}2$ от собственной проводимости контура. Поэтому ее шунтирующим действием на контур можно пренебречь. В примере 6-7 согласно уравнению (6-55) $C_\Sigma = 18 + 20 + 7 = 45$ пФ. В ламповом каскаде $p_1 = p_2 = 1$. Сохраняя то же значение C_Σ для получения нужного $k_д$ из формулы (6-55) определим среднюю емкость подстроечного конденсатора $C_п = C_\Sigma - C_{кат} - C_{gк} - C_{ак} = 45 - 20 - 6 - 3{,}5 = 15{,}5$ пФ. Подстроечный конденсатор выбираем такой же, как в примере 6-7.

Вычисляем по формуле (6-32) при $k_у = 0{,}9$ коэффициент устойчивого усиления

$$K_{0уст} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}9\,(1 - 0{,}9)\,4{,}4 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 4{,}08 \cdot 10^5 \cdot 0{,}0035 \cdot 10^{-12}}} = 297.$$

Поскольку $П_{тр} > \delta f_{мин} = 0{,}015 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5 = 2{,}25 \cdot 10^3$ Гц, то вычисляем по формуле (6-71) сопротивление резистора

$$R_ш = \frac{1}{5{,}7 \cdot 10^{-6}\left(\frac{9 \cdot 10^3}{2{,}25 \cdot 10^{-3}} - 1\right)} = 58{,}5 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

так как $R_g = R_ш$ по приложению 3 принимаем $R_g = 56$ кОм. Сопротивление шунта оказалось в 15 раз меньше внутреннего сопротивления лампы, что также подтверждает правильность принятого ранее решения о пренебрежении действием внутреннего сопротивления лампы на контур. Согласно уравнению (6-9) $C_g \geqslant (20 \div 50)\ C_{вх} = (20 \div 50)(C_{gк} + C_м) = (20 \div 50)(6 + 5) \cdot 10^{-12} = (220 \div 550)^{-12}$ Ф; из (6-10)

$$C_g \geqslant \frac{50}{\omega_{мин} R_g} = \frac{50}{6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5 \cdot 56 \cdot 10^3} = 950 \cdot 10^{-12}\ Ф;$$

по приложению 3 выбираем $C_g = 1000$ пФ. Находим по формуле (6-72) для начала диапазона

$$\delta_{э150} = 0{,}015\left(1 + \frac{1}{5{,}7 \cdot 10^{-6} \cdot 56 \cdot 10^3}\right) = 0{,}06$$

и для конца диапазона

$$\delta_{э108} = 0{,}015\left(1 + \frac{1}{2{,}1 \cdot 10^{-6} \cdot 56 \cdot 10^3}\right) = 0{,}138.$$

Определяем из уравнения (6-69) для конца диапазона

$$K_{0;\,408} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 4{,}4 \cdot 10^{-3}}{0{,}138} 2{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}08 \cdot 10^5 = 230.$$

Поскольку это значение меньше $K_{0уст}$, то оставляем его за окончательное, ибо с полученными параметрами контура $K_{0уст}$ в конце диапазона получить невозможно. В начале диапазона на основании уравнения (6-69)

$$K_{0;\,150} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 4{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}8 \cdot 10^{-3}}{0{,}06} 6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5 = 193.$$

Полоса пропускания в конце диапазона согласно формуле (5-61) $П_{408} = 0{,}138 \cdot 4{,}08 \cdot 10^5 = 56 \cdot 10^3$ Гц.

Пример 6-10. Рассчитать параметры каскада резонансного усилителя, выполненного на лампе 6К4П, с режимом, принятым в примере 6-9, и по исходным данным примера 6-8.

Поскольку режим работы лампы одинаков с режимом примера 6-9, то элементы схемы питания $R_ф$, $R_к$, R'_{g2} и R''_{g2} сохраняются прежними. Однако емкости конденсаторов $C_Б$, $C_к$ и C_g должны быть пересчитаны по формулам, примененным в примере 6-8.

Параметры колебательного контура сохраняем такими же, как в примере 6-8. Вычисляем при $k_у = 0{,}8$ по формуле (6-32)

$$K_{0уст} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}8(1 - 0{,}8)\, 4{,}4 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^6 \cdot 0{,}0035 \cdot 10^{-12}}} = 73.$$

В примерах 5-9 и 6-9 было показано, что даже при полном включении контура для заданного поддиапазона шунтирующим действием выходной проводимости лампы и входного сопротивления лампы следующего каскада на колебательный контур можно пренебречь. Поэтому во всем поддиапазоне будем считать $\delta_э = \delta$.

Согласно уравнению (6-69) в конце диапазона

$$K_{0;\,12} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 4{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{0{,}015} 6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^6 = 110.$$

Так как это значение больше $K_{0уст}$, то принимаем неполное включение анодной цепи лампы к контуру: $p_1 = K_{0уст}/K_{0;12} = 73/110 = 0,66$. Таким образом, $K_{0;12} = K_{0уст} = 73$, а согласно уравнению (6-69) $K_{0;9,5} = K_{0;12}/K_д = 73/1,26 = 58$.

Полосу пропускания определяем по формуле (5-61): в начале диапазона $П_{9,5} = 0,015 \cdot 9,5 \cdot 10^6 = 0,142 \cdot 10^6$ Гц и в конце диапазона $П_{12} = 0,015 \cdot 12 = 0,18 \cdot 10^6$ Гц.

Если для обеспечения требуемого $k_д$ применять параллельный конденсатор, то согласно данным примера 6-8 индуктивность контура равна $0,29 \cdot 10^{-6}$ Г. Полагаем $p_1 = p_2 = 1$ и по формуле (6-69) определяем $K_{0;\,12} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,29 \cdot 10^{-6}}{0,015} 6,28 \cdot 12 \cdot 10^6 = 6,4$.

Следовательно, в этом случае коэффициент усиления составит лишь 9% $K_{0уст}$. Поэтому при малых значениях $k_д$ в ламповых усилителях параллельный конденсатор для снижения $k_д$ не используется.

Сравнение данных примеров 6-5 с 6-9 и 6-8 с 6-10 показывает, что каскад лампового резонансного усилителя по сравнению с транзисторным обеспечивает в 10—20 раз большее усиление при лучшей избирательности. Но поскольку в транзисторных каскадах $K_0 > 4 \div 5$, то этого усиления обычно бывает достаточно для того, чтобы коэффициент шума приемника определялся в основном усилителем радиосигналов.

6-9. УСИЛИТЕЛЬ С ТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ВХОДА СЛЕДУЮЩЕГО КАСКАДА

Согласно уравнению (6-15) в проводимость G_2 схем с автотрансформаторным и емкостным включением входа следующего каскада входит суммарная проводимость, определяемая параллельно включенными резисторами $R'_б$ и $R''_б$ цепи питания базы. Эти резисторы несколько увеличивают входную проводимость каскада, что вынуждает уменьшать коэффициент включения p_2. Но в автотрансформаторной схеме очень малые коэффициенты включения трудно обеспечивать с достаточной точностью. В схеме с емкостным включением (см. рис. 6-1, *б*) при настройке контура за счет изменения емкости коэффициент включения изменяется по диапазону, уменьшаясь с частотой. Эти недостатки отсутствуют в схеме с трансформаторным включением входа следующего каскада (см. рис. 6-1, *а*). Здесь конденсатор $C_б$ замыкает накоротко резистор $R'_б$ для тока с частотой сигнала и тем самым соединяет нижний конец катушки связи с шасси

В данной схеме катушка связи $L_{св}$ вместе с входной емкостью следующего каскада C_2, значение которой определяется уравнением (6-15), образует колебательный контур с резонансной частотой $\omega_{св} = 1/\sqrt{L_{св}C_2}$. Эквивалентное затухание этого колебательного контура получается достаточно большим благодаря сильному шунтированию входной проводимостью транзистора следующего каскада. Для того чтобы практически полностью устранить влияние этого контура на характеристики каскада, частота $\omega_{св}$ должна быть вне пределов диапазона перестройки и удовлетворять условиям $\omega_{св} > 2\omega_{макс}$ или $\omega_{св} < 0,5\ \omega_{мин}$. Первое условие достигается соответствующим уменьшением индуктивности катушки связи, а второе — увеличением ин-

дуктивности $L_{св}$ или емкости C_2 за счет подключения добавочного конденсатора параллельно к катушке связи.

Согласно уравнениям (5-48) и (5-47) коэффициент включения входа следующего каскада к колебательному контуру $p_2 = M/L = k\sqrt{L_{св}/L}$. Его значение не зависит от частоты, поэтому расчет элементов схемы каскада и выбор коэффициентов включения ведутся по методикам § 6-8. Коэффициент связи между катушками и индуктивность катушки связи выбирают так, чтобы обеспечить необходимые p_2 и $\omega_{св}$.

6-10. УСИЛИТЕЛЬ С ВНУТРИЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ СО ВХОДОМ СЛЕДУЮЩЕГО КАСКАДА

В усилителе рассматриваемого типа (см. рис. 6-1, *б*) коэффициент включения входа следующего каскада будет постоянен в диапазоне частот лишь при настройке колебательного контура за счет изменения индуктивности. При таком способе настройки выбор параметров схемы и коэффициентов включения выполняется по методикам, приведенным в § 6-8, за исключением определения эквивалентной емкости контура. Она вычисляется по формуле

$$C_э = \frac{C'C}{C'+C}. \qquad (6\text{-}73)$$

Необходимый коэффициент включения p_2 определяется выражением (6-11). Вычисляя по этому выражению значение C' и подставляя полученное выражение в формулу (6-73), получаем:

$$C_э = p_2 C. \qquad (6\text{-}74)$$

Изменяя значение C и помня, что в него входит емкость C_2, определяемая выражением (6-15), выбираем нужную эквивалентную емкость контура, минимальное значение которой

$$C_{э.\,мин} = p_2 C_2. \qquad (6\text{-}75)$$

Определив указанным способом $C_э$ и C, из формулы (6-11) находим емкость конденсатора C', а по соответствующим значениям частоты и емкости $C_э$ вычисляем значения $L_{мин}$ и $L_{макс}$, пользуясь формулой (6-60).

При настройке колебательного контура за счет изменения емкости конденсатора C коэффициент включения p_2 увеличивается с ростом частоты. Поэтому согласно выражению (6-62) полоса пропускания более резко возрастает с частотой, чем в усилителях с автотрансформаторным и трансформаторным включением входа следующего каскада. Естественно, что избирательность каскада при этом в конце диапазона может оказаться недостаточной (см. данные примеров 6-6 — 6-9). Кроме того, из-за большой емкости C_2 в транзисторных каскадах трудно получить большой коэффициент поддиапазона. Поэтому такой вариант усилителя практически не применяется.

Если переменной сделать емкость конденсатора C', то с ростом частоты коэффициент включения p_2 будет уменьшаться, что, как и в случае ВЦ с внутриемкостной связью (см. § 5-8), позволяет получить малое изменение полосы пропускания в диапазоне частот. Но коэффициент усиления может при этом уменьшаться с частотой, если третье слагаемое в знаменателе выражения (6-61) будет сравнимо с двумя

первыми или больше их. Кроме того, для осуществления такой схемы ротор конденсатора C' не должен соединяться с шасси. Это потребует соответствующей переделки блока конденсаторов при одноручечной настройке. К тому же наличие последовательной емкости конденсатора C, естественно, снижает пределы перестройки колебательного контура. Из-за отмеченных недостатков данный вариант УРС также применяется крайне редко.

6-11. МНОГОДИАПАЗОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В многодиапазонных УРС для настройки колебательных контуров разных поддиапазонов, как правило, используют один конденсатор переменной емкости. Катушки индуктивности и все сопрягающие элементы, обеспечивающие нужный $k_д$, выбирают для каждого поддиапазона отдельно. Это в значительной степени облегчает налаживание

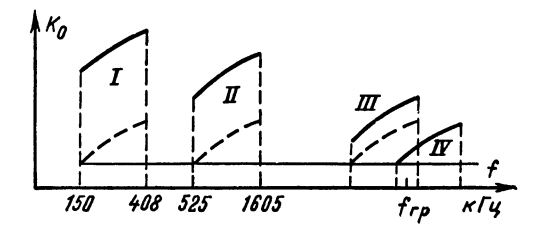


Рис. 6-11.

приемника, так как колебательные контуры разных поддиапазонов получаются независимыми. Применение малогабаритных катушек с магнитными сердечниками позволяет даже в километровом диапазоне иметь малые размеры элементов колебательного контура, а экранирование катушек позволяет размещать катушки разных поддиапазонов достаточно близко друг от друга при допустимом взаимном влиянии («неработающие» катушки обычно замыкают накоротко), сущность которого рассмотрена в § 5-8.

Коэффициент устойчивого усиления (6-32) убывает с ростом частоты. При примерно равных $k_д$ индуктивность контурных катушек уменьшается по мере повышения рабочих частот отдельных поддиапазонов обратно пропорционально квадрату частоты (6-60). А это согласно уравнению (6-61) приводит к снижению усиления каскада на более высокочастотных поддиапазонах. Поэтому коэффициент усиления многодиапазонного резонансного усилителя обычно изменяется в соответствии с кривыми, изображенными на рис. 6-11 сплошными линиями. Коэффициент передачи ВЦ в более длинноволновых поддиапазонах также получается большим, поэтому усиление сигнала в радиотракте на крайних поддиапазонах может существенно различаться, что приводит к значительному изменению чувствительности приемника. Для выравнивания чувствительности обычно снижают усиление в низкочастотных поддиапазонах так, чтобы изменение коэффициента усиления соответствовало графикам, показанным на рис. 6-11 штриховыми линиями. Достигают этого чаще всего соответствующим умень-

шением одного из коэффициентов включения (обычно p_1). Такое выравнивание усиления, кроме того, облегчает работу системы автоматической регулировки усиления.

Если два соседних поддиапазона граничат друг с другом, как это имеет место для третьего и четвертого поддиапазонов на рис. 6-11, то их граничные частоты выбирают с небольшим перекрытием. Это необходимо для того, чтобы из-за разброса параметров элементов колебательного контура между поддиапазонами не образовался «провал». Разброс параметров элементов колебательных контуров получается как за счет погрешностей при изготовлении катушек и конденсаторов, так и за счет влияния температуры на индуктивность катушек и емкость конденсаторов. Считается удовлетворительным, если смежные крайние частоты соседних поддиапазонов отличаются на 2 — 3% от граничной частоты $f_{гр}$ между поддиапазонами. При этом для обеспечения гарантированной настройки на заданные крайние частоты поддиапазонов их минимальную частоту уменьшают на 2 — 3%, а максимальную увеличивают на 2 — 3% заданных значений. Это, естественно, требует увеличения коэффициента $k_д$ каждого поддиапазона на 4 — 6%.

Переключение всех сменных элементов колебательного контура при переходе с одного поддиапазона на другой в современных приемниках осуществляется общим для всех колебательных контуров радиотракта и гетеродина переключателем поддиапазонов (см. § 14-3, 14-5).

6-12. КАСКОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Как указывалось в § 4-1, в усилительном каскаде можно применять электронный прибор, включенный по схеме с общей базой (сеткой). Выясним качественно особенности работы такого каскада.

Рассмотренные ранее примеры показывают, что нагрузочная проводимость, т. е. эквивалентная проводимость $Y_э = Y_н$ колебательного контура, как правило, значительно больше выходной проводимости транзистора (лампы). Если представить на рис. 4-4 для схемы с общей базой проводимость $Y_н$ включенной между точками *а* — *б*, то очевидно, что ток генератора сигнала $(Y_{21} - Y_{12})\dot{U}_{вх}$ может замыкаться, протекая через три параллельно включенные ветви: Y_{22}; Y_{12} и $(Y_{11} + Y_{12})$; $Y_н$ и $(Y_{11} + Y_{12})$. Бóльшая часть тока потечет, естественно, через ветвь с большей проводимостью. Из указанных ветвей таковой будет ветвь, состоящая из последовательного соединения проводимостей $Y_н$ и $(Y_{11} + Y_{12})$. Таким образом, почти весь ток генератора $(Y_{21} - Y_{12})\dot{U}_{вх}$, т. е. почти весь выходной ток электронного прибора, будет протекать через входную цепь каскада. За счет этого в каскаде образуется очень сильная обратная связь. Выходной ток каскада, проходя по его входной проводимости, создает на ней напряжение обратной связи. Анализ показывает, что фазовые соотношения этой обратной связи таковы, что она является отрицательной. Благодаря этому входная проводимость каскада с общей сеткой становится очень большой и в ней появляется составляющая, равная проводимости Y_{21}, т. е. $Y_{вх.об} = Y_{11} + Y_{21} + Y_{22}\left(1 + \frac{p_1}{p_2}\dot{K}\right)$. Но так как для транзисторов и ламп $Y_{21} \gg Y_{11} \gg Y_{22}$, то в первом приближении можно считать, что

$$Y_{вх.об} \approx Y_{21} + Y_{11}. \tag{6-76}$$

Таким образом, каскад с общей базой (сеткой) обладает во много раз большей входной проводимостью по сравнению с каскадом с общим эмиттером (катодом) и, следовательно, очень сильно шунтирует свой входной колебательный контур, ухудшая его резонансные свойства. Даже в конце декаметрового диапазона волн, когда входная проводимость транзисторов становится весьма большой, применительно к данным примера 5-8, для сохранения той же эквивалентной добротности контура ВЦ пришлось бы уменьшить коэффициент включения p_2 в

$$\sqrt{\frac{|Y_{21}|+g_{11}}{g_{11}}}=\sqrt{\frac{(31+4,75)\,10^{-3}}{4,75\cdot 10^{-3}}}=2,8 \text{ раза;}$$

согласно уравнению (5-49) во столько же раз уменьшился бы коэффициент передачи ВЦ. При прочих равных условиях (при одинаковых транзисторах) согласно уравнению (6-3) за счет меньшей входной проводимости коэффициент усиления по мощности у каскада с общим эмиттером (катодом) будет существенно больше, чем у каскада с общей базой. Выходные проводимости транзисторов (ламп) в обеих схемах практически одинаковы.

Если согласно рис. 4-2, *б* (или рис. 4-3, *б*) в схеме, изображенной на рис. 4-4, к точкам *а* — *б* подключена нагрузочная проводимость $Y_н$, то междуэлектродной проводимостью, связывающей выход и вход каскада и способной образовать вредную положительную обратную связь, будет проводимость $Y_{22}+Y_{12}$. Проведя анализ условий устойчивой работы каскада, аналогично приведенному в § 6-5, для каскада с общей базой можно получить формулу коэффициента устойчивого усиления [3, 4, 24]

$$K_{0\,уст.\,об}\approx 2\,(1-k_у)\,|\,Y_{21}\,|/b_{22}. \qquad (6\text{-}77)$$

Сравнение этого значения с формулой (6-31) показывает, что каскад с общей базой (сеткой) обладает большим устойчивым усилением. Физически это объясняется отмеченной выше сильной отрицательной обратной связью по току. С этой точки зрения каскад с общей базой (сеткой) выгоднее применять в диапазоне метровых и более коротких волн.

Однако коэффициент шума каскада с общей базой получается несколько больше, чем у каскада с общим эмиттером. У ламповых каскадов с общей сеткой и общим катодом коэффициент шума практически одинаков.

Проведенное сравнение свойств каскадов с общим эмиттером (катодом) и общей базой (сеткой) вызывает, естественно, желание создать такую комбинированную схему усилителя, которая сохраняла бы хорошие качества и не имела отрицательных свойств этих каскадов. Так, было бы желательно иметь коэффициент устойчивого усиления как у каскада с общей базой и входную проводимость как у каскада с общим эмиттером. Такие схемы существуют и характеризуются тем, что в одном каскаде используется два транзистора (лампы). При этом нагрузкой первого каскада является входная проводимость второго. Такие схемы принято называть к а с к о д н ы м и. На рис. 6-12 приведена схема одного из вариантов каскодного усилителя, обладающего наилучшими характеристиками по сравнению с другими возможными вариантами. Первый транзистор T_1 включается по схеме с ОЭ, благодаря чему получается малая входная проводимость усилителя. Второй транзистор T_2 включается по схеме с ОБ, что обеспечивает большой коэффициент устойчивого усиления (у T_2 ошибочно перепутано обозначение эмит-

тора и коллектора). По постоянному току транзисторы включены последовательно. Это требует большего напряжения источника питания (более $2E_к$). Но поскольку для выходных каскадов приемника нужны источники питания с напряжением 9 — 12 В, то этого бывает достаточно для питания высокочастотных транзисторов каскодного усилителя. Однако можно составить схему и с параллельным включением транзисторов по постоянному току, хотя она будет несколько сложнее.

Оценим усилительные и шумовые свойства каскодного усилителя, рассматривая его как два последовательно включенных каскада. Параметры первого каскада обозначим цифрой 1, а второго цифрой 2. Нагрузкой первого транзистора является входная проводимость второго.

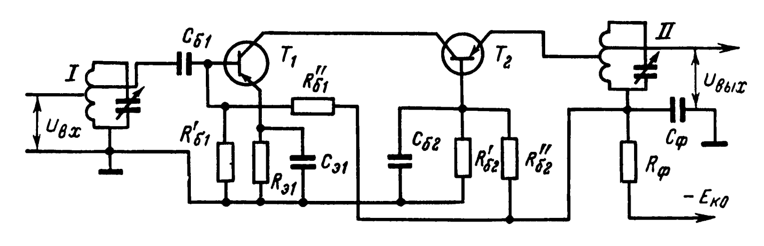


Рис. 6-12.

Согласно выражению (6-76) $g_{вх2} \approx |Y_{21.2}| + g_{11.2}$. Следовательно, коэффициент усиления первого каскада $K_{0,1} = |Y_{21;1}|/|Y_{н1}| = |Y_{21;1}|/|Y_{вх2}|$. При одинаковых транзисторах $K_{0,1} < 1$, так как проводимость $Y_{вх2}$ кроме $Y_{21;2}$ включает в себя еще $Y_{11;2}$. Благодаря этому работа каскада будет устойчивой, ибо обратная связь при $U_{вых} < U_{вх}$ очень слаба. Второй каскад имеет усиление $K_{0;2} = |Y_{21;2}|/|Y_{н2}|$. Общее усиление схемы

$$K_{0;12} = K_{0;1}K_{0;2} \approx \frac{|Y_{21;1}||Y_{21;2}|}{|Y_{21;2}||Y_{н2}|} = \frac{|Y_{21;1}|}{|Y_{н2}|}.$$

Иначе говоря, по усилению каскодный усилитель эквивалентен однокаскадному усилителю с проводимостью прямой передачи первого транзистора и с нагрузкой второго. Последняя может быть взята сравнительно малой, если в следующем каскаде применить схему с общим эмиттером.

Согласно выражению (4-64) коэффициент шума усилителя $Ш_{12} = Ш_1 + (Ш_2 - 1)/K_{P1}$. Коэффициент усиления по мощности первого каскада согласно уравнению (6-3)

$$K_{P1} = K_{0;1}^2 \approx \frac{g_{вх2}}{g_{вх1}} \approx \left[\frac{|Y_{21;1}|}{|Y_{21;2}|}\right]^2 \frac{|Y_{21;2}|}{g_{вх1}}.$$

При одинаковых транзисторах $K_{P1} \gg 1$, так как $|Y_{21}| \gg g_{вх} > g_{11}$ Но так как $Ш_{(1)} \approx Ш_{(2)}$, то $Ш_{12} \approx Ш_{(1)}$, значит коэффициент шума схемы практически равен коэффициенту шума первого каскада.

Анализ показывает, что рассматриваемая схема каскодного усилителя по устойчивости эквивалентна каскаду с общим эмиттером, у которого проводимость $Y_{12кас} \approx Y_{12}(Y_{12} + Y_{22})/Y_{21} \ll Y_{12}$, что и обеспечивает больший коэффициент устойчивого усиления. Подобный каскад

имеет коэффициент устойчивого усиления почти такой же, как у двух последовательно включенных каскадов с общим эмиттером. Поэтому рассмотренный каскодный усилитель применяют в УРС диапазона метровых волн.

В § 4-2 и 4-3 отмечалось, что активная входная проводимость полевых транзисторов и уровень шумов значительно меньше, чем у дрейфовых транзисторов. Поэтому полевые транзисторы более выгодно применять в первом каскаде каскодного усилителя, используя во втором каскаде дрейфовый транзистор, включенный по схеме с общей базой и обеспечивающий наибольший устойчивый коэффициент усиления. В этом случае можно получить меньший коэффициент шума каскада. Кроме того, весьма низкая активная входная проводимость полевого транзистора значительно меньше шунтирует избирательную систему, включенную на входе каскодного усилителя, что позволяет существенно повысить коэффициент усиления и избирательность тракта радиосигнала приемника. В разработках новых приемников начинают использовать такие каскодные усилители не только в тракте промежуточной частоты, но и в усилителях радиосигнала. Следует отметить, что на частоте 465 кГц коэффициент шума подобного каскодного усилителя получается не более 1,4—1,5. Это согласно данным примера 6-6 в полтора раза меньше, чем у каскада с дрейфовым транзистором типа П403. Так как активная входная проводимость полевых транзисторов меньше, чем у электронных ламп, то, применяя каскодный усилитель с полевым транзистором в качестве первого каскада приемника, можно получить коэффициент передачи входной цепи таким же, как в ламповом приемнике. Он оказывается примерно в 15—20 раз больше, а полоса пропускания входной цепи примерно в 1,5 раза уже, чем в транзисторном приемнике с дрейфовыми транзисторами (см. данные примеров 5-8 и 5-9).

Согласно выражению (6-47) коэффициент шума лампового каскада увеличивается с ростом сопротивления резистора $R_ш$. С целью снижения коэффициента шума приемника выгодно было бы применить в первом каскаде триод вместо пентода, так как его шумовое сопротивление (4-52) в четыре-пять раз меньше, чем у пентода (4-53) с той же крутизной характеристики. Но у триодов емкость C_{ag} в 100—1000 раз больше, чем у пентодов. Поэтому коэффициент устойчивого усиления триодного каскада будет в 10—30 раз меньше, чем у пентодного. Использование каскодного усилителя на триодах, включенных по схеме общий катод — общая сетка, позволяет согласно сказанному ранее получить коэффициент шума, равный коэффициенту шума триодного каскада, и устойчивый коэффициент усиления, практически равный усилению пентодного каскада. Именно благодаря этому во всех телевизионных приемниках первого и второго классов первый каскад выполняется по каскодной схеме на специальных двойных триодах с достаточно большой крутизной первого триода (для снижения $R_ш$) и сравнительно малой емкостью $C_{ак}$ второго триода (для повышения $K_{0уст}$).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каково основное назначение и функции УРС в приемнике?
2. Назовите и дайте определения основных характеристик УРС.
3. Какими условиями определяется выбор параметров резисторов и конденсаторов, входящих в цепи питания транзистора (лампы) каскада УРС?

4. Нарисуйте эквивалентную схему каскада резонансного усилителя и объясните принцип ее составления.

5. Как влияют на эквивалентные параметры колебательного контура коэффициенты включения? Какими формулами оценивается это влияние?

6. Какими параметрами эквивалентной схемы и по каким зависимостям определяются резонансный коэффициент усиления и эквивалентное затухание колебательного контура каскада резонансного усилителя?

7. Как выбираются коэффициенты включения для получения максимального усиления при заданной полосе и минимальной полосы при заданном усилении?

8. Каковы причины обратных связей в каскаде резонансного усилителя?

9. В чем различие влияния на параметры каскада положительной и отрицательной обратных связей?

10. Какими параметрами и при какой зависимости определяется входная проводимость каскада резонансного усилителя?

11. Каково определение коэффициента устойчивого усиления каскада? От каких параметров и каким образом он зависит?

12. Какие параметры и по каким зависимостям определяют коэффициент шума транзисторного и лампового каскадов?

13. При каких условиях можно получить минимальный коэффициент шума каскада? В каких диапазонах волн целесообразно их реализовывать?

14. Каковы условия получения в комплексе хороших усилительных, избирательных и шумовых характеристик ВЦ и каскада УРС? По каким параметрам для этого следует выбирать электронный прибор?

15. Из каких условий выбирается коэффициент поддиапазона? Какими параметрами схемы каскада он определяется?

16. Каковы способы снижения коэффициента поддиапазона? Дайте им сравнительную оценку.

17. Каковы зависимости коэффициента усиления и полосы пропускания от частоты настройки в транзисторном и ламповом каскадах резонансного усилителя с двойным автотрансформаторным включением? Что определяет характер этих зависимостей?

18. В чем преимущества и недостатки трансформаторного и емкостного включения входа следующего каскада к колебательному контуру по сравнению с автотрансформаторным?

19. Для каких целей и каким способом выравнивается коэффициент усиления поддиапазонов в многодиапазонном приемнике?

20. Проведите сравнительную оценку свойств усилителей по схеме с общим эмиттером (катодом) и общей базой (сеткой).

21. Какие схемы усилителей называются каскодными? В чем их основные преимущества? Каковы области их применения?

ЗАДАЧИ

6-1. Каково ослабление при расстройках 10 и 50 кГц в начале и конце диапазона для усилителя примера 6-7 и при расстройках 10 и 200 кГц для усилителя примера 6-8?

Ответ: для примера 6-7: 2,45 и 35 в начале, 1,39 и 2 06 в конце диапазона; для примера 6-8: 1,005 и 2,74 в начале, 1,005 и 2,27 в конце диапазона.

6-2. Определить коэффициент усиления и полосу пропускания каскада, рассчитанного в примере 6-7, если принять $p_1 = p_2 = 1$.

Ответ: 28,8 и $П > 150$ кГц в начале диапазона; 28,8 и $П > 408$ кГц в конце диапазона ($\delta_э > 1$ для всего диапазона).

6-3. Вычислить коэффициент усиления и полосу пропускания каскада, рассчитанного в примере 6-8, если считать $p_1 = p_2 = 1$.

Ответ: 0,8 и $П > 9{,}5$ МГц в начале диапазона; 0,63 и $П > 12$ МГц в конце диапазона ($\delta_э > 1$ во всем диапазоне).

6-4. Каково максимальное усиление в каскаде резонансного усилителя, выполненного на транзисторе П403 по схеме с общим эмиттером, на частоте 21,5 МГц при минимальной полосе пропускания 0,52 МГц, если собственное затухание контура 0,012? Нагрузочная проводимость равна входной проводимости каскада. Рабочая точка транзистора и схема каскада соответствуют примеру 6-8, $k_у = 0{,}8$.

Ответ: 2,1.

6-5. Решить задачу 6-4 для транзистора П411.

Ответ: 6.

6-6. Найти коэффициент устойчивого усиления каскада УРС для 12-го канала телевизионного приемника ($f_0 = 226$ МГц). Каскад выполнен на высокочастотном пентоде 6К4П при $k_у = 0{,}8$.

Ответ: 16,8.

6-7. Можно ли для условий задачи 6-6 обеспечить минимальный коэффициент шума при согласовании?

Ответ: нет.

6-8. Определить коэффициент шума при согласовании для условий задачи 6-6 при $g_{gк} \gg g$?

Ответ: 23,6.

6-9. Вычислить коэффициент устойчивого усиления каскодного усилителя, выполненного на двойном триоде 6Н23П, при $k_у = 0{,}8$ для условий задачи 6-6 (подобный каскад служит УРС в телевизорах).

Ответ: 3,33.

6-10. Можно ли для условий задачи 6-9 обеспечить минимальный коэффициент шума при согласовании?

Ответ: можно (на пределе).

6-11. Найти минимальный коэффициент шума при согласовании по условиям задачи 6-9.

Ответ: 10.

ГЛАВА 7
УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

7-1. НАЗНАЧЕНИЕ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Усилители напряжения промежуточной частоты (УНПЧ) в супергетеродинном приемнике служат для усиления выходного сигнала преобразователя частоты. Частота этого сигнала называется промежуточной, поскольку она занимает промежуточное положение между несущей частотой принимаемого сигнала,

на которую настроены резонансные системы радиотракта, и частотами модуляции, определяющими полосу пропускания низкочастотного тракта приемника. Нагрузкой последнего каскада УНПЧ является детектор. Второй функцией УНПЧ является обеспечение избирательности по соседнему каналу. Промежуточная частота обычно постоянна, что позволяет применять в каскадах УНПЧ двухконтурные и многоконтурные избирательные системы, обладающие малым коэффициентом прямоугольности (5-9). Благодаря этому удается обеспечивать большое ослабление сигналов соседних каналов даже при сравнительно малых расстройках.

В современных супергетеродинных приемниках большая часть усиления сигнала приходится на тракт промежуточной частоты, поэтому УНПЧ, как правило, имеет несколько каскадов.

Усилители напряжения промежуточной частоты можно классифицировать по нескольким признакам. В зависимости от типа применяемых электронных приборов они бывают транзисторными и ламповыми. По виду используемых избирательных систем эти усилители разделяются на: одноконтурные — резонансные, когда в каждом каскаде имеется один колебательный контур и контуры разных каскадов настроены на одну (промежуточную) частоту; одноконтурные — расстроенные, когда каждый каскад является резонансным, но резонансные частоты разных каскадов выбираются (в пределах полосы пропускания усилителя) различными; усилители с двумя связанными контурами, когда в каждом каскаде избирательная система состоит из двух связанных контуров; усилители с фильтрами сосредоточенной избирательности (ФСИ), когда избирательная система каждого каскада состоит из трех и более связанных колебательных контуров или других колебательных систем.

Избирательные системы, обладающие кривой избирательности, по форме близкой к прямоугольной, в радиотехнике принято называть полосовыми фильтрами, так как они практически пропускают сигналы в определенной полосе частот. Поэтому усилители с такими избирательными системами часто называют полосовыми усилителями.

Если полоса пропускания усилителя составляет менее 5—7% его средней (промежуточной) частоты, такие усилители называют узкополосными, а усилители, имеющие большую полосу пропускания, — широкополосными. Так, в радиовещательных приемниках УНПЧ являются узкополосными, а в канале изображения телевизионных приемников — широкополосными.

Рассмотрим основные характеристики УНПЧ.

1. Средняя частота f_0 полосы пропускания равна промежуточной частоте. Средняя частота зависит от типа приемника и находится в пределах от сотен килогерц до десятков мегагерц.

2. Коэффициент усиления на средней частоте полосы пропускания

$$K_0 = U_{\text{вых}\, m} / U_{\text{вх}m}. \qquad (7\text{-}1)$$

При определении K_0 полагают несущую частоту немодулированного сигнала равной средней частоте полосы пропускания. В современных приемниках УНПЧ имеют коэффициент усиления от сотен до сотен тысяч.

3. Полоса пропускания определяется при ослаблении 1,41 или 2 (для профессиональных приемников и часто для ФСИ).

Для УНПЧ современных приемников она изменяется от сотен герц (у телеграфных приемников) до единиц и десятков мегагерц (у телевизионных и импульсных приемников).

4. Избирательность УНПЧ может оцениваться как ослаблением при заданной расстройке, так и коэффициентом прямоугольности.

5. Коэффициент шума. Малый коэффициент шума в УНПЧ особенно важен для приемников без УРС, так как в этом случае УНПЧ в значительной степени определяет чувствительность приемника.

6. Степень искажений сигнала задается на основании допустимого уровня искажений для всего приемника.

7. Устойчивость работы характеризуется стабильностью основных параметров усилителя и в первую очередь формы кривой избирательности, полосы пропускания и коэффициента усиления.

7-2. МНОГОКАСКАДНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Если в усилителе последовательно включены несколько каскадов, то его результирующий коэффициент усиления, очевидно, будет равен произведению коэффициентов усиления каскадов:

$$K_{0ус}=K_{01}K_{02}\ \dots\ K_{0n}=\prod_{i=1}^{n} K_{0i}. \qquad (7\text{-}2)$$

Аналогично ослабление сигнала при расстройке Δf в усилителе определится также произведением соответствующих ослаблений в каждом каскаде:

$$d_{ус}=d_1 d_2\ \dots\ d_n=\prod_{i=1}^{n} d_i. \qquad (7\text{-}3)$$

Если все каскады идентичны, то

$$K_{0ус}=K^n_{0кас} \qquad (7\text{-}4)$$

и

$$d_{ус}=d^n_{кас}. \qquad (7\text{-}5)$$

Последняя формула с учетом выражения (5-2) позволяет записать уравнение обобщенной резонансной кривой или кривой избирательности n-каскадного резонансного усилителя с одинаковыми каскадами:

$$d_{ус}=(\sqrt{1+\xi^2})^n. \qquad (7\text{-}6)$$

Следовательно, обобщенную кривую избирательности n-каскадного резонансного усилителя с идентичными каскадами можно получить из обобщенной кривой одиночного контура (см. рис. 5-1, кривая *1*), возводя поочередно ее ординаты в n-ю степень. Чем больше число каскадов, тем уже будет обобщенная кривая избирательности. При этом форма кривой несколько меняется: средняя часть получается более плоской, а боковые ветви становятся более крутыми. Действительно, при малой расстройке, когда $d_1 = 0{,}9$, $d_1^2 = 0{,}9^2 = 0{,}81$ отличается от d_1 всего на 11%. При большой расстройке, например при $d_2 = 0{,}1$, $d_2^2 = 0{,}1^2 = 0{,}01$, что в десять раз меньше d_2. Благодаря этому коэффи-

циент прямоугольности кривой избирательности с увеличением числа каскадов уменьшается. Так, значение $K_{п10}$ при двух каскадах (см. табл. 5-1) равно 4,8, а при четырех — 3,4. Дальнейшее увеличение числа каскадов дает незначительное уменьшение коэффициента прямоугольности и нецелесообразно с целью улучшения избирательности (см. рис. 5-3).

Поскольку с увеличением числа каскадов кривая избирательности усилителя сужается, то уменьшается и его полоса пропускания. Подставим в формулу (7-6) выражение обобщенной расстройки (5-3), справедливое для малых относительных расстроек, и решим это уравнение относительно абсолютной расстройки:

$$2\Delta f_d = \delta_э f_0 \sqrt{\sqrt[n]{d^2} - 1}. \qquad (7\text{-}7)$$

Для полосы пропускания на уровне $d = 1{,}41$ имеем:

$$П_{ус} = \delta_э f_0 \sqrt{\sqrt[n]{1{,}41^2} - 1} = П_{кас}/\Psi_1(n), \qquad (7\text{-}8)$$

где функция

$$\Psi_1(n) = \left(\sqrt[n]{2} - 1\right)^{-0{,}5}. \qquad (7\text{-}9)$$

Значения этой функции для различного числа каскадов приведены в табл. 5-1.

Чтобы полоса пропускания усилителя при увеличении числа каскадов сохранялась постоянной, расширяют полосы пропускания контуров $П_к$ отдельных каскадов, т. е. увеличивают их эквивалентное затухание. Увеличивать затухание колебательных контуров можно за счет шунтирования их внешней проводимостью. Так приходится делать в ламповых каскадах из-за очень малых входных и выходных проводимостей ламп. Но при этом согласно выражениям (6-17) и (6-69) коэффициент усиления каскада уменьшается.

В транзисторных каскадах затухание колебательных контуров выгоднее повышать за счет увеличения коэффициентов включения, что приводит к некоторому повышению коэффициента усиления одного каскада. Сказанное подтверждает анализ уравнений (6-17) и (6-19). Действительно, пусть при постоянных L и $C_э$ требуется увеличить эквивалентное затухание с $\delta_э$ до $\delta_э' = Б\delta_э$.

Будем полагать, что это условие достигается при одинаковом относительном повышении коэффициентов включения каскадов с p_1 до p_1' и с p_2 до p_2', т. е. при $p_1'/p_1 = p_2'/p_2 = B$. Тогда на основании выражения (6-19) можно записать: $\delta\,[1 + (p_1')^2 G_1/g + (p_2')^2 G_2/g] = \delta Б\,(1 + p_1^2 G_1/g + p_2^2 G_2/g)$. Это уравнение легко привести к виду $(B^2 - Б)\,(p_1^2 G_1/g + p_2^2 G_2/g) = Б - 1$. Так как $Б > 1$, то данное уравнение выполнимо лишь при $B^2 > Б$, т. е. при $p_1' p_2'/p_1 p_2 > Б$. Значит, при подобном способе увеличения затухания знаменатель выражения (6-17) увеличится в $Б$ раз, а числитель в B^2 раз, что и характеризует повышение усиления каскада. Отмеченная особенность требует различного подхода к выбору параметров каскадов в ламповом и транзисторном многокаскадных резонансных усилителях.

В § 6-4 было показано, что при заданной полосе пропускания каскада резонансного усилителя его наибольший коэффициент усиления получается при выборе коэффициентов включения по формуле (6-25). Этим следует руководствоваться при расчете многокаскадного резонансного усилителя, если максимальный коэффициент усиления (6-26) не превышает устойчивого значения (6-32).

При смене транзисторов (ламп) будет изменяться эквивалентная емкость контуров усилителя на некоторую величину ΔC. В резонансном усилителе в контур входят две междуэлектродные емкости: выходная C_{22} — транзистора данного каскада и входная C_{11} — следующего каскада. Следовательно, при одинаковых транзисторах в каскадах максимальное изменение эквивалентной емкости

$$\Delta C_{\text{макс}} = p_2^2 \Delta C_{11} + p_1^2 \Delta C_{22}, \qquad (7\text{-}10)$$

где ΔC_{11} и ΔC_{22} — наибольшие отклонения емкостей транзисторов (ламп) от их среднего (паспортного) значения. За счет этого контуры могут оказаться расстроенными относительно резонансной (промежуточной) частоты, что приведет к деформации формы кривой избирательности усилителя, а следовательно, и к увеличению полосы пропускания. Кроме того, может уменьшиться коэффициент усиления усилителя. Чтобы изменения указанных параметров усилителя были допустимыми, нужно иметь достаточно большую эквивалентную емкость колебательного контура, при которой приемлемая относительная расстройка контура $\Delta f/f_0$ была бы больше значения $0{,}5\Delta C/C_э$. Анализ этого вопроса показывает, что изменение полосы пропускания и коэффициента усиления усилителя будут меньше 10%, если выполняется неравенство [3, 8, 26, 35]

$$C'_э \geqslant \Delta C_{\text{макс}} \frac{f_0}{\Pi_{\text{ус}}} \theta_1(n), \qquad (7\text{-}11)$$

где $\theta_1(n)$ — функция, зависящая от числа каскадов. Ее значения приведены в табл. 5-1.

В УНПЧ радиовещательных и радиолюбительских приемников коэффициенты включения обычно редко превышают значения

$$p_1 \leqslant 0{,}4 \quad \text{и} \quad p_2 \leqslant 0{,}4 \qquad (7\text{-}12)$$

Эти значения и следует принимать за ориентировочные при выборе эквивалентной емкости колебательных контуров.

При больших значениях коэффициентов включения шунтирующее действие входной и выходной проводимостей транзистора становится существенным, что сильно ухудшает избирательные и усилительные свойства каскада.

Конструктивно удобные параметры колебательного контура в усилителях с постоянной настройкой достигаются при эквивалентной емкости контура

$$C_э \approx 3 \cdot 10^{-4}/f_0 \qquad (7\text{-}13)$$

Такое значение емкости позволяет иметь индуктивность катушки, при которой ее затухание получается близким к минимальному, что улучшает параметры колебательного контура.

Пример 7-1. Определить параметры двухкаскадного резонансного усилителя на транзисторах П402 ($I_к = 1$ мА, $U_к = -5$ В), обеспечивающие максимально возможное усиление при следующих исходных данных: $f_0 = 465$ кГц $\Pi = 9$ кГц, $\delta = 0{,}015$, $\sigma = 2$, $E_{к0} = 9$ В, $\Delta T = 30$°С. При выборе параметров колебательных контуров надо учесть, что в предыдущем каскаде преобразователя частоты используется такой же контур. Нагрузкой служит параллельное соединение резистора $R_н = 5$ кОм и конденсатора $C_н = 20$ пФ.

Выписываем из приложения 1 параметры транзистора на рабочей частоте. Так как $f_0 < 0{,}04\ f_\alpha = 2$ МГц, то из табл. 4-1

$g_{11} = g_{11;0} = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$ См; $g_{22} = g_{22;0} = 10^{-5}$ См; $Y_{21} = 30 \cdot 10^{-3}$ См; $C_{11} = 160$ пФ; $C_{22} = 14$ пФ; $C_{12} = 6$ пФ; $\alpha_0 = 0{,}94$; $I_{к0} = 15 \cdot 10^{-6}$ А; $r_б = 100$ См.

Выбираем схему каскада с автотрансформаторным и емкостным включением (см. рис. 6-1, *б*).

Рассчитываем элементы схемы питания транзистора по формулам (6-6). Выбираем $U_{R_ф} = 1$ В. Тогда

$$R_э = \frac{0{,}94\,(9 - 1 - 5)}{10^{-3} - 15 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{0{,}1 \cdot 30}} = 3200 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R_э = 3{,}3$ кОм.

$$R_б'' = \frac{(2-1)(9-1)}{10^{-3} - 2 \cdot 15 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{0{,}1 \cdot 30}} = 1{,}05 \cdot 10^4 \text{ Ом};$$

по приложению 3 принимаем $R_б'' = 10$ кОм.

$$R_б' = \frac{1{,}25 \cdot 3{,}3 \cdot 10^3 \cdot 10^4\,(2 - 1)}{0{,}94 \cdot 2 \cdot 10^4 - (2-1)(3{,}3 \cdot 10^3 + 10^4)} = 7{,}5 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R_б' = 7{,}5$ кОм.

$$R_ф = \frac{1{,}0}{10^{-3} + \dfrac{9-1}{(7{,}5+10)\,10^3}} = 950 \text{ Ом};$$

по приложению 3 принимаем $R_ф = 910$ Ом.

Из выражения (6-8) определяем

$$C_э = \frac{100}{3{,}3 \cdot 10^3 \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5} = 1 \cdot 10^{-8} \text{ Ф};$$

по приложению 3 берем $C_э = 0{,}01$ мкФ.

Согласно выражению (6-8)

$$C_ф > \frac{100}{910 \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5} = 3{,}8 \cdot 10^{-8} \text{ Ф};$$

по приложению 3 выбираем $C_ф = 0{,}039$ мкФ.

Вычисляем по формуле (6-32) устойчивый коэффициент усиления одного каскада, полагая $k_у = 0{,}9$ (на одной частоте работают три каскада, поэтому следует взять большее значение $k_у$):

$$K_{0уст} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}9\,(1 - 0{,}9)\,30 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 6 \cdot 10^{-12}}} = 17{,}6.$$

Из табл. 5-1 для резонансного усилителя находим $\Psi_1(3) = 1{,}96$. Следовательно, согласно выражению (7-8) $П_{кас} = П_{ус}\Psi_1(3) = 9 \cdot 10^3 \cdot 1{,}96 = 17{,}6 \cdot 10^3$ Гц, а собственная полоса пропускания контура $П_к = 0{,}015 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 = 7 \cdot 10^3$ Гц. Ей соответствует из (6-23) $\delta_э = 17{,}6 \cdot 10^3 / 4{,}65 \cdot 10^5 = 0{,}038$.

Полагаем относительные погрешности $\Delta C_{11} = \Delta C_{22} = 0{,}3$. Тогда согласно выражениям (7-10) и (7-12) $\Delta C_{макс} = 0{,}4^2 \cdot 0{,}3 \cdot 160 + 0{,}4^2 \cdot 0{,}3 \cdot 14 = 8{,}3$ пФ. Из табл. 5-1 для резонансного усилителя находим $\theta_1(3) = 1{,}34$. Следовательно, эквивалентная емкость контура по формуле (7-11)

$$C_э' \geq 8{,}3 \cdot 10^{-12} \frac{4{,}65 \cdot 10^5}{9 \cdot 10^3} 1{,}34 = 590 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

Проверяем по выражению (7-13): $C_э \approx 3 \cdot 10^{-4}/4{,}65 \cdot 10^5 = 6{,}5 \times \times 10^{-10}$ Ф. Поэтому окончательно выбираем $C_э = 650$ пФ. Тогда из уравнений (5-18) и (4-20) находим $g = 0{,}015 \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 650 \cdot 10^{-12} = 94{,}6 \cdot 10^{-6}$ См. По формулам (6-15) $G_1 = 10^{-5}$ См и $G_2 = 0{,}8 \cdot 10^{-3} + 1/7{,}5 \cdot 10^3 + 1/10^4 = 1{,}05 \cdot 10^3$ См. На основании выражения (6-26)

$$K_{оп, макс} = \frac{0{,}5 \cdot 30 \cdot 10^3}{\sqrt{10^{\,5} \cdot 1{,}05 \cdot 10^{-3}}} \left(1 - \frac{0{,}015}{0{,}038}\right) = 87.$$

Следовательно, расчет надо вести на $K_{0уст}$. При заданных значениях полосы пропускания и коэффициента усиления необходимые коэффициенты включения определяются с помощью выражения (6-36). Для этого вычисляем коэффициенты

$$N = 0{,}5 \cdot 94{,}6 \cdot 10^{-6}\left(\frac{17{,}6 \cdot 10^3}{7 \cdot 10^5} - 1\right) = 71{,}3 \cdot 10^{-6} \text{ См и}$$

$$M = \frac{17{,}6 \cdot 10^3 \cdot 94{,}6 \cdot 10^{-6} \cdot 17{,}6}{7 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 0{,}14.$$

Тогда

$$p_1 = \sqrt{\frac{71{,}3 \cdot 10^{-6}}{10^{-5}} - \sqrt{\frac{71{,}3^2 \cdot 10^{-12}}{10^{-10}} - \frac{1{,}05 \cdot 10^{-3}}{10^{-5}} 0{,}14^2}} = 0{,}36$$

и $p_2 = 0{,}365$.

Находим по формуле (6-74) $C = 650/0{,}365^2 = 4900$ пФ.

Полагая монтажную емкость входа каскада $C_{м2} = 10$ пФ и учитывая, что $C_{11} = 160$ пФ, получаем емкость конденсатора, который нужно включить в нижнюю ветвь контура: 4900—10—160 = 4730 пФ. Из выражения (6-73) находим:

$$C' = \frac{C_э C}{C - C_э} = \frac{650 \cdot 4900}{4900 - 650} = 750 \text{ пФ}.$$

Согласно выражению (6-60) индуктивность контурной катушки

$$L = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 4{,}65^2 \cdot 10^{10} \cdot 650 \cdot 10^{\,12}} = 1{,}82 \cdot 10^{-4} \text{ Г}.$$

Проводимость нагрузки второго каскада (при $R_н = 5$ кОм) $G_2 = 2 \cdot 10^{-4}$ См. В соответствии с формулами (6-36) для этого каскада

$$p_1 = \sqrt{\frac{71{,}3 \cdot 10^{-6}}{10^{-5}} - \sqrt{\frac{71{,}3^3 \cdot 10^{-12}}{10^{-10}} - \frac{2 \cdot 10^{-4}}{10^{-5}} 0{,}14^2}} = 0{,}166 \text{ и}$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{71{,}3 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-4}} + \sqrt{\frac{71{,}3^2 \cdot 10^{-12}}{4 \cdot 10^{-8}} - \frac{10^{-5} \cdot 0{,}14^2}{2 \cdot 10^{-4}}}} = 0{,}843.$$

По формуле (6-74) находим $C = 650/0{,}843^2 = 915$ пФ и из выражения (6-73) получаем:

$$C' = \frac{650 \cdot 915}{915 - 650} = 2240 \text{ пФ}.$$

Коэффициент усиления усилителя согласно выражению (7-4) будет $K_{0ус} = 17{,}6^2 = 310$.

7-3. УСИЛИТЕЛЬ С ПОПАРНО РАССТРОЕННЫМИ КАСКАДАМИ

Если в двухкаскадном резонансном усилителе настроить первый каскад на частоту $f_1 = f_0 - \Delta f_0$, а второй — на $f_2 = f_0 + \Delta f_0$, то образуется симметрично расстроенная пара каскадов или просто р а с с т р о е н н а я п а р а. Величину Δf_0 называют начальной расстройкой каскадов. Обобщенная кривая избирательности такой пары определяется уравнением (7-3). При одинаковых коэффициентах усиления каскадов и малых начальных расстройках

$$\Delta f_0 \leqslant 0{,}5\delta_э f_0 = \Delta f_{кр} = 0{,}5\frac{П_{кас}}{f_0} f_0 = 0{,}5П_{кас} \qquad (7\text{-}14)$$

обобщенная кривая избирательности сохраняется одногорбой. Но с увеличением начальной расстройки крутизна ее боковых ветвей увеличивается, что способствует уменьшению коэффициента прямоугольности и улучшению избирательных свойств. Когда начальная расстройка превышает критическую, в средней части результирующей кривой избирательности получается провал. Его глубина и крутизна боковых скатов увеличиваются с ростом начальной расстройки. Таким образом, в данном случае форма кривой избирательности зависит от начальной расстройки, так же как у двух связанных контуров от параметра связи. Если ввести понятие относительной начальной расстройки

$$\eta_1 = \Delta f_0/\Delta f_{кр}, \qquad (7\text{-}15)$$

то для расстроенной пары уравнениями обобщенной кривой будут служить формулы (5-10) и (5-11) при замене в них параметра связи на относительную начальную расстройку η_1. Благодаря этому значения коэффициента прямоугольности расстроенной пары будут равны соответствующим коэффициентам пары связанных контуров. Чтобы кривая избирательности усилителя была симметричной, необходимо обеспечивать одинаковые эквивалентные затухания контуров и резонансные коэффициенты усиления каскадов каждой пары усилителя.

При критической начальной расстройке полоса пропускания расстроенной пары, учитывая сказанное, определяется формулой (5-12). Таким образом, при $\eta_1 = \eta$ пара расстроенных одноконтурных каскадов по избирательным свойствам эквивалентна одному каскаду с двумя связанными контурами.

Из табл 5-1 для двухкаскадного резонансного усилителя находим значение $K_{п10} = 4{,}8$, а для расстроенной пары при критической начальной расстройке $K_{п10} = 3{,}2$. Таким образом, ширина кривой избирательности двух таких расстроенных каскадов при ослаблении 10 будет в 1,5 раза уже, чем у двухкаскадного резонансного усилителя.

По аналогии с резонансным усилителем (7-8) у усилителя с попарно расстроенными каскадами существует следующая связь между полосой пропускания усилителя и полосой пропускания каскадов:

$$П_{ус} = П_{кас}/\Psi_2(n). \qquad (7\text{-}16)$$

Значения функции $\Psi_2(n)$ даны в табл. 5-1 только для четных n, так как пары образуются при четном числе каскадов. Они существенно меньше, чем у резонансного усилителя с тем же числом каскадов. Поэтому для обеспечения одинаковой полосы пропускания в усилителе

с расстроенными парами требуется меньшее (примерно вдвое) эквивалентное затухание колебательных контуров. При одинаковых эквивалентных затуханиях полоса пропускания усилителя с расстроенными парами будет согласно выражению (5-12) в 1,41 раза шире, чем у резонансного усилителя. Однако благодаря большей крутизне скатов кривой избирательности ослабление для больших расстроек у него будет больше, чем у резонансного усилителя. С учетом выражений (5-9) и (4-28) для двухкаскадного резонансного усилителя ослаблению d будет соответствовать расстройка $\Delta f_{d\text{рез}} = \frac{\delta_э f_0}{2K_{\text{п}d\text{рез}}}$. Аналогично для расстроенной пары при критической начальной расстройке $\Delta f_{d\text{рас}} = \frac{1{,}41\delta_э f_0}{2K_{\text{п}d\text{рас}}}$. Следовательно, $\left.\frac{\Delta f_{\text{рез}}}{\Delta f_{\text{рас}}}\right|_d = \frac{K_{\text{п}d\text{рас}}}{1{,}41K_{\text{п}d\text{рас}}}$. Для $d = 10$ согласно табл. 5-1 это отношение равно $\frac{4{,}8}{1{,}41 \cdot 3{,}2} = 1{,}06$. При $d = 100$ оно равно 1,14. Для четырехкаскадных усилителей эти отношения равны соответственно 1,1 и 1,24. Сказанное характеризует лучшие избирательные свойства усилителя с расстроенными парами по сравнению с резонансным усилителем.

Усиление каждого из каскадов расстроенной пары на средней частоте полосы пропускания усилителя будет меньше резонансного усиления этих каскадов. Согласно выражению (7-14) критическая начальная расстройка равна половине полосы пропускания контура. Это соответствует границе полосы пропускания резонансного каскада и уменьшению усиления от резонансного в $\sqrt{2}$ раз. Следовательно, в двух каскадах расстроенной пары усиление на средней частоте будет уменьшено против их резонансного в 2 раза.

При относительно узких полосах пропускания можно считать резонансные коэффициенты усиления каскадов $K_{0\text{кас}}$ одинаковыми и определяемыми из выражения (6-17). Их значение в подавляющем большинстве случаев ограничивается устойчивым коэффициентом усиления (6-32). С учетом сказанного коэффициент усиления n-каскадного усилителя с расстроенными парами можно записать уравнением

$$K_{0\text{ус}} = (0{,}5)^{0{,}5n} K^n_{0\text{кас}}. \qquad (7\text{-}17)$$

Сравнение усилительных свойств различных полосовых усилителей часто производят по к о э ф ф и ц и е н т у э ф ф е к т и в н о с т и или широкополосности, который равен произведению полосы пропускания на коэффициент усиления:

$$Э = ПK_0. \qquad (7\text{-}18)$$

Для расстроенной пары с учетом выражений (5-12) и (7-17) $Э_{\text{рас}} = 1{,}41 \cdot 0{,}5\delta_э f_0 K^2_{0\text{кас}}$, а для двухкаскадного резонансного усилителя на основании выражений (4-28) и (7-4) $Э_{\text{рез}} = \delta_э f_0 K^2_{0\text{макс}}/\Psi_{(2)}$. Следовательно, $Э_{\text{раст}}/Э_{\text{рез}} = 1{,}41 \cdot 0{,}5 \cdot 1{,}56 = 1{,}1$. Таким образом, при одинаковых полосах пропускания и коэффициентах усиления каскадов усилитель с попарно расстроенными каскадами обеспечивает большее усиление, чем резонансный усилитель. Особенно это важно при построении широкополосных усилителей, когда требуется обеспечить большое усиление в широкой полосе пропускания, например в УНПЧ телевизионных приемников. Чем больше коэффициент эффективности,

тем при меньшем числе каскадов можно достигнуть нужного коэффициента усиления в заданной полосе пропускания.

Параметры элементов схемы для питания каскадов рассматриваемого усилителя выбираются так же, как и для обычных каскадов резонансного усилителя, с учетом настройки каскадов на частоты f_1 или f_2.

Еще больший коэффициент эффективности можно получить, если к расстроенной паре добавить третий каскад, настроенный на среднюю частоту. Такую схему принято называть расстроенной тройкой. Можно построить усилитель с расстроенными пятерками, коэффициент эффективности которого будет еще лучше.

Существенным недостатком усилителей с расстроенными каскадами является большой уровень фазо-частотных искажений, что существенно для радиолокационных и телевизионных приемников. Однако такие усилители неизбежно приходится применять в широкополосных приемниках высокой чувствительности, ибо резонансные усилители не обеспечивают нужных значений избирательности и усиления при широкой полосе пропускания. Это особенно существенно в ламповых усилителях, поскольку в них широкую полосу пропускания можно обеспечить только шунтированием колебательного контура, так как входная и выходная проводимости ламп значительно меньше проводимости контура. Рассмотрим это на примере схемы с непосредственным включением ($p_1 = p_2 = 1$). Согласно выражениям (6-17), (6-18), (6-19) и (7-16) коэффициент усиления каскада резонансного усилителя

$$K_{0\text{кас}} = \frac{S}{\Psi_2(n)\, \Pi_{\text{ус}} 2\pi C_э}, \qquad (7\text{-}19)$$

поэтому при широкой полосе пропускания усиление каскада может быть меньше устойчивого, особенно для ламп с крутизной характеристики менее 4 — 5 мА/В. Количественная оценка подобных усилителей приводится в литературе [3, 8, 26, 35].

Пример 7-2. Рассчитать параметры четырехкаскадного усилителя с расстроенными парами при критической начальной расстройке по следующим исходным данным: $f_0 = 35$ МГц, $\Pi = 8$ МГц, $\sigma = 2$, $\Delta T = 30$°С, $E_{\text{к}0} = 9$ В, $\delta = 0{,}02$, $U_{R_ф} = 1$ В. Каскад выполнен на транзисторе П411: $I_к = 1$ мА, $U_к = -2$ В.

Находим из приложения 1 параметры транзистора для частоты 35 МГц: $Y_{21} = 40 \cdot 10^{-3}$ См, $f_\alpha = 360$ МГц, $I_{\text{к}0} = 2 \cdot 10^{-6}$ А, $\alpha_0 = 0{,}993$, $C_{12} = 2{,}2$ пФ, $C_{11} = 27$ пФ, $C_{22} = 4{,}5$ пФ.

Для четырехкаскадного усилителя из табл. 5-1 определяем $\Psi_2(4) = 0{,}88$. По формуле (7-16) вычисляем полосу пропускания каскада $\Pi_к = 8 \cdot 10^6 \cdot 0{,}88 = 7 \cdot 10^6$ Гц. Согласно выражению (4-28) этой полосе пропускания должно соответствовать эквивалентное затухание контуров $\delta_э = 7/35 = 0{,}2$. Из выражения (7-14) $\Delta f_{\text{кр}} = 0{,}5 \cdot 0{,}2 \cdot 7 \cdot 10^6 = 3{,}5 \cdot 10^6$ Гц, следовательно, частоты настройки каскадов $f_1 = 35 - 3{,}5 = 31{,}5$ МГц и $f_2 = 35 + 3{,}5 = 38{,}5$ МГц.

По формуле (4-2) вычисляем для $f_1 = 31{,}5$ МГц проводимость:

$$g_{11,\,31,5} = 10^{-3}\left[1 + 26\left(\frac{31{,}5}{360} - 0{,}04\right)\right] = 2{,}24 \cdot 10^{-3} \text{ См}$$

$$\text{и } g_{11,\,38,5} = 2{,}58 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

Из формулы (4-3) находим:

$$g_{22;\,31,5}=10^{-4}\left[1+23\left(\frac{31,5}{360}-0,04\right)\right]=2,1\cdot10^{-4}\ \text{См}$$

$$\text{и}\ g_{22;\,38,5}=2,46\cdot10^{-4}\ \text{См}.$$

Вычисляем устойчивый коэффициент усиления по формуле (6-32) на средней частоте при $k_у = 0,9$:

$$K_{0уст}=\sqrt{\frac{2\cdot0,9\,(1-0,9)\,40\cdot10^{-3}}{6,28\cdot35\cdot10^{6}\cdot2,2\cdot10^{-12}}}=3,9.$$

По формулам (6-6) находим:

$$R_э=\frac{0,993\,(9-1-2)}{10^{-3}-2\cdot10^{-6}\cdot2^{0,1\cdot30}}=6,06\cdot10^{3}\ \text{Ом}.$$

По приложению 3 выбираем $R_э = 6,2$ кОм.

$$R''_б=\frac{(2-1)\,(9-1)}{10^{-3}-2\cdot2\cdot10^{-6}\cdot2^{0,1\cdot30}}=8\cdot10^{3}\ \text{Ом}.$$

По приложению 3 выбираем $R''_б = 8,2$ кОм.

$$R'_б=\frac{6,2\cdot10^{3}\cdot8,2\cdot10^{3}\,(2-1)}{0,993\cdot2\cdot8,2\cdot10^{3}-(2-1)\,(6,2\cdot10^{3}+8,2\cdot10^{3})}=31\cdot10^{3}\ \text{Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R'_б = 30$ кОм.

$$R_ф=\frac{1}{10^{-3}+\dfrac{9-1}{(30+8,2)\,10^{3}}}=980\ \text{Ом};$$

по приложению 3 принимаем $R_ф = 1$ кОм. Согласно формулам (6-8)

$$C_э=\frac{100}{6,2\cdot10^{3}\cdot6,28\cdot31,5\cdot10^{6}}=82\cdot10^{-12}\ \Phi;$$

по приложению 3 выбираем $C_э = 100$ пФ

$$C_ф=\frac{100}{10^{3}\cdot6,28\cdot31,5\cdot10^{6}}=500\cdot10^{-12}\ \Phi;$$

по приложению 3 выбираем $C_ф = 510$ пФ.

На основании выражений (6-15) $G_{1;31,5} = 2,1\cdot10^{-4}$ См; $G_{1;38,5} = 2,64\cdot10^{-4}$ См; $G_{2;31,5} = 2,24\cdot10^{-3} + 1/8,2\cdot10^{3} + 1/3\cdot10^{4} = 2,4\cdot10^{-3}$ См и $G_{2;38,5} = 2,58\cdot10^{-3} + 1/8,2\cdot10^{3} + 1/3\cdot10^{4} = 2,64\cdot10^{-3}$ См.

В соответствии с формулой (6-26)

$$K_{0п\,38,5}=\frac{0,5\cdot40\cdot10^{-3}}{\sqrt{2,46\cdot10^{-4}\cdot2,64\cdot10^{-3}}}\left(1-\frac{0,02}{0,2}\right)=22.$$

Следовательно, расчет необходимо вести на $K_{0уст}$. Из табл. 5-1 находим $\theta_2\,(4) = 6,8$. В соответствии с выражениями (7-12), (7-10) получаем $\Delta C_{макс} = 0,4^{2}\cdot0,3\cdot27 + 0,4^{2}\cdot0,3\cdot4,5 = 1,5$ пФ. Тогда по формуле

(7-11) $C_э \geqslant 1{,}5 \cdot 35 \cdot 6{,}8/8 = 44{,}5$ пФ. Согласно выражению (6-60)

$$L_{31,5}=\frac{1}{6{,}28^2 \cdot 31{,}5^2 \cdot 10^{12} \cdot 44{,}5 \cdot 10^{-12}}=5{,}75 \cdot 10^{-7} \text{ Г и}$$

$$L_{38,5}=\frac{1}{6{,}28^2 \cdot 38{,}5^2 \cdot 10^{12} \cdot 44{,}5 \cdot 10^{-12}}=3{,}85 \cdot 10^{-7} \text{ Г.}$$

Данные табл. 6-1 свидетельствуют о том, что эти индуктивности приемлемы.

По формулам (5-18) и (4-21) находим $g_{31,5} = 0{,}02 \cdot 6{,}28 \cdot 31{,}5 \cdot 10^6 \times 44{,}5 \cdot 10^{-12} = 1{,}76 \cdot 10^{-4}$ См и $g_{38,5} = 0{,}02 \cdot 6{,}28 \cdot 38{,}5 \cdot 10^6 \cdot 44{,}5 \cdot 10^{-12} = 2{,}15 \cdot 10^{-4}$ См. Вычисляем коэффициенты для формул (6-36):

$$N_{31,5}=0{,}5 \cdot 1{,}76 \cdot 10^{-4}\left(\frac{7 \cdot 10^6}{0{,}63 \cdot 10^6}-1\right)=8{,}86 \cdot 10^{-4} \text{ См}$$

и

$$N_{38,5}=0{,}5 \cdot 2{,}15 \cdot 10^{-4}\left(\frac{7 \cdot 10^6}{0{,}77 \cdot 10^6}-1\right)=8{,}7 \cdot 10^{-4} \text{ См;}$$

$$M_{31,5}=\frac{7 \cdot 10^6 \cdot 1{,}76 \cdot 10^{-4} \cdot 3{,}9}{0{,}63 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-3}}=0{,}191$$

и

$$M_{38,5}=\frac{7 \cdot 10^6 \cdot 2{,}15 \cdot 10^{-4} \cdot 3{,}9}{0{,}77 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-3}}=0{,}191.$$

Согласно выражениям (6-36) для частоты 31,5 МГц

$$p_1=\sqrt{\frac{8{,}86 \cdot 10^{-4}}{2{,}1 \cdot 10^{-4}}-\sqrt{\frac{8{,}86^2 \cdot 10^{-8}}{2{,}1^2 \cdot 10^{-8}}-\frac{2{,}4 \cdot 10^{-3}}{2{,}1 \cdot 10^{-4}}\,0{,}191^2}}=0{,}22$$

и

$$p_2=\sqrt{\frac{8{,}86 \cdot 10^{-4}}{2{,}4 \cdot 10^{-3}}+\sqrt{\frac{8{,}86^2 \cdot 10^{-8}}{2{,}4^2 \cdot 10^{-6}}-\frac{2{,}1 \cdot 10^{-4}}{2{,}4 \cdot 10^{-3}}\,0{,}191^2}}=0{,}85.$$

Проверяем правильность расчетов по формуле (6-17)

$$K_{031,5}=\frac{0{,}22 \cdot 0{,}85 \cdot 40 \cdot 10^{-3}}{0{,}22^2 \cdot 2{,}1 \cdot 10^{-4}+1{,}76 \cdot 10^{-4}+0{,}85^2 \cdot 2{,}4 \cdot 10^{-3}}=3{,}87$$

и по формуле (6-19)

$$\delta_{э\,31,5}=0{,}02\left(1+0{,}22^2\,\frac{2{,}1 \cdot 10^{-4}}{1{,}76 \cdot 10^{-4}}+0{,}85^2\,\frac{2{,}4 \cdot 10^{-3}}{1{,}76 \cdot 10^{-4}}\right)=0{,}21.$$

Эти цифры практически совпадают с исходными, что подтверждает правильность определения коэффициентов включения.

Вычисляем коэффициенты включения для частоты 38,5 МГц:

$$p_1=\sqrt{\frac{8{,}7 \cdot 10^{-4}}{2{,}46 \cdot 10^{-4}}-\sqrt{\frac{8{,}7^2 \cdot 10^{-8}}{2{,}46 \cdot 10^{-8}}-\frac{2{,}64 \cdot 10^{-3}}{2{,}46 \cdot 10^{-4}}\,0{,}191^2}}=0{,}23$$

и

$$p_2=\sqrt{\frac{8{,}7 \cdot 10^{-4}}{2{,}64 \cdot 10^{-3}}+\sqrt{\frac{8{,}7^2 \cdot 10^{-8}}{2{,}64^2 \cdot 10^{-6}}-\frac{2{,}64 \cdot 10^{-4}}{2{,}64 \cdot 10^{-3}}\,0{,}191^2}}=0{,}81.$$

Проверим возможность реализации эквивалентной емкости колебательного контура, так как значение $p_2 > 0{,}4$. Положим $C_{кат} = 0{,}5$ пФ и $C_{м1} = C_{м2} = 2$ пФ. Тогда, полагая $C = 0$, согласно выражению (6-54) $C_п = 44{,}5 - 0{,}5 - 0{,}22^2 \cdot 6{,}5 - 0{,}85^2 \cdot 29 = 22{,}8$ пФ. Следовательно, выбранное ранее значение эквивалентной емкости можно реализовать.

Проверяем это значение емкости на обеспечение стабильности полосы пропускания. Согласно выражениям (7-12) и (7-10) $\Delta C_{макс} = 0{,}85^2 \cdot 0{,}3 \cdot 27 + 0{,}22^2 \cdot 0{,}3 \cdot 4{,}5 = 5{,}9$ пФ, что в 4 раза больше, чем принималось ранее. Если увеличивать эквивалентную емкость, то индуктивность катушек будет меньше допустимой. Поэтому можно выполнить усилитель только со специально отобранными транзисторами, входные и выходные емкости которых отклоняются от среднего значения не на 0,3, а только на $\frac{0{,}3}{4} = 0{,}075$.

Коэффициент усиления согласно выражению (7-17) $K_{0ус} = 3{,}9^4 \cdot 0{,}5^{0{,}5 \cdot 4} = 58$. Такого усиления недостаточно для современных телевизоров, в УНПЧ которых обычно применяются расстроенные каскады.

Пример 7-3. Рассчитать усиление четырехкаскадного усилителя, выполненного по каскодной схеме ОЭ-ОБ на транзисторах П411 с исходными параметрами примера 7-2.

Согласно выражению (6-77) при $k_у = 0{,}9$

$$K_{0уст} = \frac{2(1 - 0{,}9)\, 40 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 35 \cdot 10^{-6} \cdot 4{,}5 \cdot 10^{-12}} = 8{,}1.$$

Поскольку проводимости G_1 и G_2 в данной схеме практически сохранятся такими же, как в примере 7-2, то при заданной полосе пропускания будет примерно тем же и максимальное усиление каскада $K_{0п} = 22$. Следовательно, расчет также придется вести на получение $K_{0уст}$. Таким образом, по формуле (7-17) $K_{0ус} = 8{,}1^4 \cdot 0{,}5^{0{,}5 \cdot 4} = 1070$, что уже может обеспечить работу современного телевизора.

Сравнение данных примеров 7-2 и 7-3 показывает преимущества каскодной схемы при использовании современных транзисторов в конце декаметрового и начале метрового диапазонов волн.

7-4. УСИЛИТЕЛЬ С ДВУМЯ СВЯЗАННЫМИ КОНТУРАМИ

Наиболее часто связь между колебательными контурами в рассматриваемом усилителе выбирается трансформаторной или внешнеемкостной, поскольку эти виды связи наиболее просты в осуществлении и позволяют с достаточной точностью выбирать нужный коэффициент связи. Кроме того, в этих случаях связь легко сделать переменной, что обеспечивает регулировку ширины полосы пропускания усилителя в достаточно больших пределах. Уменьшая ширину полосы пропускания, можно повысить избирательность по соседнему каналу и значительно улучшить прием полезного сигнала при наличии сильной помехи. При отсутствии помехи полосу пропускания расширяют, обеспечивая тем самым минимальные частотные искажения принимаемого сигнала и хорошее качество его воспроизведения.

Схемы транзисторных каскадов с данными видами связи между контурами приведены на рис. 5-2. Параметры элементов схемы, обес-

печивающих нужный режим питания транзистора, выбираются по методикам, описанным § 6-2.

По аналогии с эквивалентной схемой каскада резонансного усилителя (см. рис. 6-4) для каскада рассматриваемого усилителя можно составить эквивалентную схему, изображенную на рис. 7-1. Здесь связь между колебательными контурами — внешнеемкостная.

Чем слабее связь между контурами, тем меньшая энергия сигнала передается из первого контура во второй, а следовательно, и на вход следующего каскада. Поэтому коэффициент усиления каскада с двумя связанными колебательными контурами зависит от параметра связи.

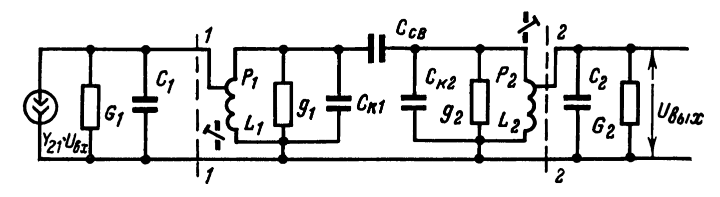


Рис. 7-1.

Проведя анализ, аналогичный выполненному в § 5-3 для рис. 5-5, идентичного рис. 6-4, при одинаковых колебательных контурах и $\eta \leqslant 1$ можно получить общую формулу для коэффициента усиления каскада на средней частоте полосы пропускания

$$K_{0кас} = \frac{\eta}{1+\eta^2} \frac{p_1 p_2 Y_{21}}{g_э}, \tag{7-20}$$

где p_1 — коэффициент включения первого колебательного контура в коллекторную цепь транзистора каскада; p_2 — коэффициент включения входа следующего каскада ко второму колебательному контуру; $g_э$ — эквивалентная проводимость колебательных контуров.

Из сравнения формул (7-20) и (6-17) следует, что при прочих равных условиях коэффициент усиления каскада усилителя с двумя связанными контурами меньше коэффициента усиления каскада резонансного усилителя в $\frac{\eta}{1+\eta^2}$ раз. Этот множитель имеет максимум, равный 0,5, при $\eta = 1$. Следовательно, для критической связи

$$K_{0кас} = 0{,}5 \frac{p_1 p_2 Y_{21}}{g_э}. \tag{7-21}$$

В рассматриваемой схеме усилителя первый контур шунтируется лишь одной внешней проводимостью G_1 и емкостью C_1, второй — проводимостью G_2 и емкостью C_2. Поэтому эквивалентные проводимости первого и второго контуров соответственно равны:

$$g_{э1} = g_1 + p_1^2 G_1 \text{ и } g_{э2} = g_2 + p_2^2 G_2. \tag{7-22}$$

Соответствующим подбором коэффициентов включения можно обеспечить равные эквивалентные проводимости колебательных контуров $g_{э1} = g_{э2} = g_э$. Аналогично выражению (5-23) с учетом формулы (5-17) эквивалентные емкости контуров данного усилителя определятся соотношениями

$$C_{э1} = C_{к1} + p_1^2 C_1 \text{ и } C_{э2} = C_{к2} + p_2^2 C_2. \tag{7-23}$$

Равенство эквивалентных емкостей контуров можно обеспечить выбором собственных емкостей колебательных контуров $C_{к1}$ и $C_{к2}$ [например, согласно (5-17) за счет емкости подстроечных конденсаторов $C_{п1}$ и $C_{п2}$]. Это позволит иметь одинаковые индуктивности контуров, а с учетом ранее сказанного и полностью идентичные параметры колебательных контуров, при которых справедливы формулы (7-21) и (7-22).

Форма кривой избирательности двух связанных колебательных контуров (см. § 5-2) зависит от параметра связи, определяемого выражением (5-6). Поэтому коэффициент $\Psi_3(n)$, связывающий полосу пропускания n-каскадного усилителя с полосой пропускания одного контура

$$П_{ус}=П_к/\Psi_3(n) \tag{7-24}$$

при идентичных каскадах, является функцией от η. Для критической связи значения функции $\Psi_3(n)$ приведены в табл. 5-1. Они равны аналогичным функциям для усилителя с расстроенными парами и критической расстройкой при вдвое большем числе каскадов. Подобный же вывод получается из сравнения коэффициентов прямоугольности. Таким образом, один каскад с двумя связанными контурами по избирательным свойствам равноценен паре расстроенных каскадов, если параметр связи η равен относительной начальной расстройке η_1.

Из формулы (7-21) с учетом выражения (7-22) следует, что зависимость коэффициента усиления от коэффициентов включения довольно сложная. С их ростом увеличиваются и числитель и знаменатель в формуле (7-21).

Стабильность полосы пропускания и коэффициента усиления усилителя при смене транзисторов обеспечивается при выполнении неравенства (7-11), если подставить в него функцию $\theta_3(n)$, справедливую для усилителя с двумя связанными контурами. Поскольку в рассматриваемом усилителе в каждый колебательный контур входит лишь одна внешняя емкость, то вместо уравнений (7-10) следует пользоваться уравнениями

$$\Delta C_{макс1}=p_1^2\,\Delta C_{22} \text{ и } \Delta C_{макс2}=p_2^2\,\Delta C_{11}, \tag{7-25}$$

беря большее значение $\Delta C_{макс}$. Как будет показано дальше, наибольшее усиление транзисторных каскадов, для которых $G_1 < G_2$, при заданной полосе пропускания в большинстве случаев получается при

$$p_1=1 \text{ и } p_2=\sqrt{G_1/G_2}. \tag{7-26}$$

Эти значения коэффициентов включения следует использовать для первоначального расчета эквивалентной емкости колебательных контуров, принимая в формуле (7-11) знак равенства. По полученному значению $C'_э$ из формулы (5-18) с учетом выражения (4-21) вычисляют собственную проводимость контура

$$g=\delta\omega_0 C'_э. \tag{7-27}$$

Для обеспечения заданных усиления и полосы пропускания каскада $П_{тр}$ при $p_1 = 1$ согласно выражениям (7-21), (7-22), (5-18) и (5-12) эквивалентная емкость первого колебательного контура

$$C_{э1}=\frac{G_1}{\omega_0(\delta_э-\delta)}. \tag{7-28}$$

Если окажется что

$$C_{э1} \geq C'_э, \quad (7\text{-}29)$$

то принимают емкость контуров равной $C_{э1}$, а коэффициенты включения соответствующими формулам (7-26). В этом случае максимально возможный коэффициент усиления каскада согласно формулам (7-21) и (7-26) определится уравнением

$$K_{0\,макс} = \frac{0{,}5Y_{21}}{\sqrt{G_1 G_2}}\left(1 - \frac{\delta}{\delta_э}\right) = \frac{0{,}5Y_{21}}{\sqrt{G_1 G_2}}\left(1 - 1{,}41\,\frac{\Pi_к}{\Pi_{тр}}\right). \quad (7\text{-}30)$$

Анализ показывает, что неравенство (7-29) выполняется при

$$\Pi_{тр} \leq \Pi_к + \frac{G_1}{2\pi C'_э}. \quad (7\text{-}31)$$

Если требуется более широкая полоса пропускания, то для ее достижения первый колебательный контур необходимо шунтировать добавочной проводимостью, т. е. увеличить проводимость G_1 до значения G'_1, при котором выполнится равенство в выражении (7-31). Но это в соответствии с формулой (7-26) требует увеличения p_2. Поэтому следует проверить по формулам (7-25), чтобы значение $\Delta C_{макс2}$ не превышало $\Delta C_{макс1}$. Если $\Delta C_{макс2}$ будет больше $\Delta C_{макс1}$, то емкость $C'_{э1}$ нужно вычислять из формулы (7-11) по значению $\Delta C_{макс2}$ и повторить весь расчет по новому значению эквивалентной емкости колебательного контура. Однако это бывает необходимо лишь при очень широкополосных усилителях.

Из сравнения выражений (7-30) и (6-26) следует, что при одинаковых значениях полосы пропускания и собственных затуханий колебательных контуров максимальный коэффициент усиления каскада с двумя связанными контурами при критической связи меньше, чем у резонансного каскада.

Устойчивый коэффициент усиления каскада усилителя с двумя связанными контурами в первом приближении определяется формулой (6-31). Во многих случаях он оказывается меньше максимального коэффициента усиления, определяемого формулой (7-30). Поэтому параметры каскада должны быть выбраны так, чтобы коэффициент усиления был равен устойчивому. Этого можно достигнуть согласно формуле (7-21) снижением первого коэффициента включения до значения

$$p_1 = K_{0\,уст}/K_{0\,макс}. \quad (7\text{-}32)$$

Чтобы эквивалентное затухание первого колебательного контура при этом сохранилось прежним, его нужно зашунтировать добавочной проводимостью

$$g_ш = \omega_0 C_э(\delta_э - \delta) - p_1^2 G_1, \quad (7\text{-}33)$$

при этом величины p_2 и $C_э$ сохраняются теми же. Общий коэффициент усиления n-каскадного усилителя с двумя связанными контурами при критической связи определяется формулой (7-4) с учетом выражения (7-21).

Пример 7-4. Рассчитать параметры двухкаскадного усилителя с двумя связанными контурами по исходным данным примера 7-1.

Все элементы схемы, обеспечивающие режим питания транзисторов, сохраняются такими же, как в примере 7-1. Таким же остается и коэффициент $K_{0\,уст}$.

Из табл. 5-1 находим значение $\Psi_э(2) = 0,88$ и по формуле (7-24) вычисляем полосу пропускания колебательных контуров усилителя $П_к = 9 \cdot 10^3 \cdot 0,88 = 7,9 \cdot 10^3$ Гц. Согласно выражению (4-28) этой полосе соответствует затухание $\delta_э = \frac{7,9 \cdot 10^3}{465 \cdot 10^3} = 0,0171$. По уравнению (7-30) находим максимально возможный коэффициент усиления каскада

$$K_{0\,макс} = \frac{0,5 \cdot 30 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{10^{-5} \cdot 1,05 \cdot 10^{-3}}} \left(1 - \frac{0,015}{0,0171}\right) = 17,9.$$

Это значение превышает устойчивый коэффициент усиления лишь на 2%. Поэтому с целью упрощения вычислений рассчитаем каскад на получение максимального усиления.

По формуле (7-26) находим $p_1 = 1$ и $p_2 = \sqrt{10^{-5}/1,05 \cdot 10^{-3}} = 0,097$. Согласно формулам (7-25) $\Delta C_{макс1} = 0,3 \cdot 14 = 4,2$ пФ и $\Delta C_{макс2} = 0,097^2 \cdot 0,3 \cdot 160 = 0,45$ пФ. Из табл. 5-1 находим $\theta_э(2) = 1,98$. Для стабильности параметров усилителя на основании выражения (7-11) минимально допустимая эквивалентная емкость контуров $C'_э = 4,2 \frac{465 \cdot 10^3}{9 \cdot 10^3} 1,98 = 428$ пФ. Проверяем выполнение неравенства (7-31): $0,015 \cdot 465 \cdot 10^3 + \frac{10^{-5}}{6,28 \cdot 428 \cdot 10^{-12}} = 10,7 \cdot 10^3 \text{ Гц} > 9 \cdot 10^3$ Гц. Следовательно, это неравенство выполняется.

По формуле (7-28) вычисляем необходимую для найденного значения $K_{0макс}$ эквивалентную емкость контуров

$$C_{э1} = \frac{10^{-5}}{6,28 \cdot 4,65 \cdot 10^5 (0,0171 - 0,015)} = 1,64 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Неравенство (7-29) выполняется, поэтому окончательно принимаем $C_э = 1640$ пФ. Согласно выражению (6-60) индуктивность контуров

$$L = \frac{1}{6,28^2 \cdot 4,65^2 \cdot 10^{10} \cdot 1,64 \cdot 10^{-9}} = 7,2 \cdot 10^{-5} \text{ Г},$$

что по данным табл. 6-1 приемлемо.

Если применить внешнеемкостную связь между контурами, то согласно выражениям (5-8) и (5-6) емкость конденсатора связи $C_{св} = 1 \cdot 0,0171 \cdot 1640 = 28$ пФ. Общий коэффициент усиления в соответствии с формулой (7-4) $K_{0ус} = 17,9^2 = 320$. По усилению рассчитанный усилитель одинаков с двухкаскадным резонансным усилителем примера 7-1. Однако при расстройке 10 кГц он обеспечивает ослабление почти в 5 раз больше, а при расстройке 20 кГц — в 26 раз больше, чем двухкаскадный резонансный усилитель (см. задачу 7-4).

7-5. УСИЛИТЕЛИ С ФИЛЬТРАМИ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

В профессиональных связных и радиолюбительских приемниках для дальней связи при полосе пропускания 7—9 кГц требуется иметь ослабление при расстройке 10 кГц не менее 70—80 дБ (в 3100—10 000 раз). Такое ослабление не в состоянии обеспечить даже четырех-пятикаскадный усилитель с двумя связанными контурами. Достигнуть

лучшего ослабления по соседнему каналу можно, применяя многозвенные фильтры. Схема четырехзвенного фильтра с обычными электрическими колебательными контурами приведена на рис. 7-2. Связь между колебательными контурами внешнеемкостная. Для ослабления магнитных связей между контурными катушками (с целью уменьшения расстояния между контурами) каждый контур помещен в свой экран. Такие фильтры позволяют иметь много резонансных контуров в одном каскаде, поэтому их обычно называют **фильтрами сосредоточенной избирательности** (ФСИ) в отличие от полосовых фильтров, образуемых контурами, рассредоточенными в различных каскадах, как, например, в усилителях с расстроенными парами, тройками, пятерками.

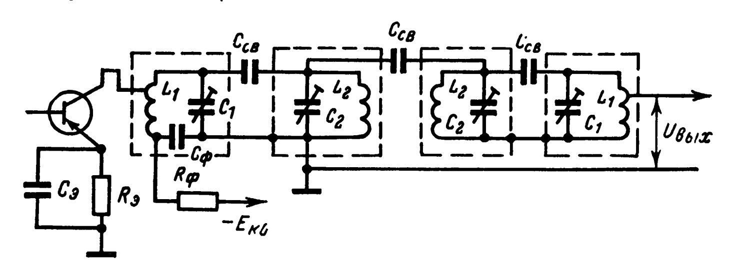


Рис. 7-2.

Подобные фильтры обеспечивают лучшее ослабление соседнего канала по сравнению с усилителем с двумя связанными контурами, если выполняется неравенство

$$\delta_э \leqslant \frac{П_ф}{2\sqrt{2}\, f_0}. \qquad (7\text{-}34)$$

При общепринятой в радиовещательных приемниках промежуточной частоте 465 кГц и минимально осуществимом эквивалентном затухании колебательных контуров $\delta_э = 0{,}01$ данное неравенство выполняется только для полосы пропускания фильтра $П_ф > 13$ кГц. Полосу пропускания 7—9 кГц с такими фильтрами можно осуществить при промежуточной частоте 280 кГц, но, как будет показано в § 9-4, она не обеспечивает хорошей избирательности по зеркальному каналу. Кроме того, данная частота находится в пределах «длинноволнового» диапазона волн и не может служить промежуточной частотой, поэтому в современных приемниках с промежуточной частотой 465 кГц и выше применяются пьезоэлектрические фильтры с пьезокерамическими или механическими резонаторами, характеристики которых эквивалентны характеристикам электрического колебательного контура. Но пьезокерамические резонаторы позволяют получать эквивалентное затухание колебательного контура 10^{-3}—$3\cdot10^{-3}$, а механические — порядка 10^{-3}—10^{-4} [6, 23, 34].

На рис. 7-3 приведена часть схемы преобразователя частоты с четырехзвенным пьезокерамическим фильтром типа ПФ1П (см. приложение 5). Здесь резонаторы изображены как конденсаторы с твердым диэлектриком, каковыми они являются по своему конструктивному выполнению. Пьезокерамические резонаторы ФСИ выполняются в виде тонких дисков из специального материала, обладающих пьезоэлектри-

ческим эффектом и являющихся диэлектриком в плоском конденсаторе. Все резонаторы фильтра помещаются в общем каркасе, который показан на рис. 7-3 сплошным прямоугольником. Габаритные размеры пьезокерамического ФСИ типа ПФ1П 11 × 24 × 37 мм, что гораздо меньше, чем у многоконтурных ФСИ с тем же числом звеньев.

Резонаторы *1*, *2*, *3* и *4* в фильтре ПФ1П адекватны колебательным контурам в ФСИ, показанном на рис. 7-2. Резонаторы *5*, *6*, *7* и *8* выполняют в фильтре роль связующих элементов между резонаторами

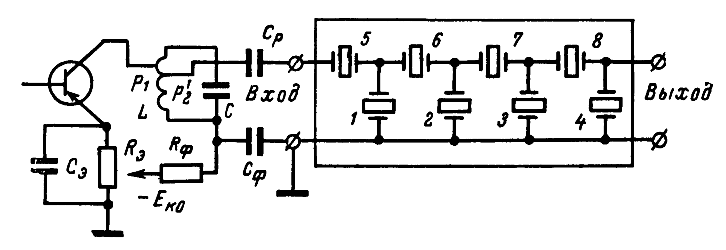


Рис. 7-3.

первой группы. Под воздействием переменного электрического напряжения в пьезокерамических резонаторах возникают механические колебания. Размеры резонаторов выбирают так, чтобы резонанс наступал на промежуточной частоте приемника. Резонатор *4*, восприняв механические колебания от резонатора *8*, благодаря обратному пьезоэлектрическому эффекту создаст на своих обкладках переменную э. д. с. Таким образом, в фильтре дважды происходит преобразование формы энергии колебательного процесса: на входе фильтра электрические колебания превращаются в механические, а на его выходе происходит обратное преобразование.

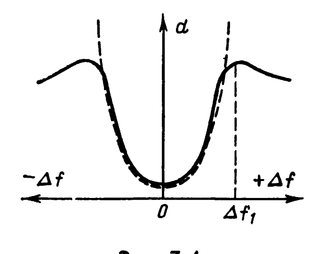


Рис. 7-4.

Существенным недостатком пьезокерамического фильтра является то, что его кривая избирательности, изображенная на рис. 7-4 сплошной линией, имеет перегиб при некоторой расстройке Δf_1. Для больших расстроек ослабление начинает уменьшаться, а затем сохраняется постоянным (около 35 дБ). За счет этого эффекта при отсутствии в УНПЧ других избирательных систем напряжение гетеродина может проходить на вход детектора и нарушать его нормальную работу. Кроме того, попадая в выпрямитель системы автоматической регулировки усиления, напряжение гетеродина будет ухудшать ее работу. Поэтому при использовании пьезокерамических фильтров в тракт промежуточной частоты обязательно вводят добавочные избирательные системы. В качестве такой системы может служить колебательный контур *LC*, включаемый в коллекторную цепь преобразователя частоты (см. рис. 7-3). Ослабление, создаваемое этим контуром для колебаний с частотой гетеродина, должно быть более 20—25 дБ, что вместе с ФСИ дает общее ослабление более 55—60 дБ. Чтобы дополнительный контур мало влиял на полосу пропускания приемника, определяемую ФСИ, полоса пропускания

этого колебательного контура должна быть шире полосы фильтра в 2,5—3,5 раза. Подбором коэффициентов включения p_1 и p_2' обеспечивается согласование колебательного контура как с выходом транзистора, так и со входом фильтра. Выходная проводимость пьезокерамических фильтров составляет 0,417 мСм, что по значению близко к входной проводимости транзисторов. Поэтому при $G_2 \approx 0,5 \div 1$ мСм на выходе фильтра не включаются согласующие колебательные контуры.

Указанный недостаток пьезокерамических фильтров в значительной степени устранен в пьезомеханических фильтрах. В них каждое звено состоит из двух пьезокерамических резонаторов. Связь между резонаторами — механическая, т. е. осуществляется через элемент, передающий механические колебания от одного резонатора к другому. Кривая избирательности такого фильтра показана на рис. 7-4 штриховой линией. Такую же форму кривой избирательности, но с несколько лучшим коэффициентом прямоугольности имеют электромеханические фильтры типа ЭМФП. Они построены на использовании магнитострикционного эффекта, которым обладают некоторые сплавы кобальта, никеля и железа. Резонаторами в фильтре типа ЭМФП являются прямоугольные пластинки-звенья *1*, *2*, *3*, *4* (рис. 7-5), соединенные между собой стержнями-связями *5*, *6*, *7*. Крайние звенья помещены в катушки $L_{вх}$ и $L_{вых}$. Катушка $L_{вх}$ входит в состав выходного колебательного контура преобразователя частоты. Магнитное поле, создаваемое этой катушкой, вызывает механические колебания пластинки-звена. Размеры пластинки выбираются так, чтобы она имела резонансную частоту механических колебаний, равную промежуточной частоте приемника. Через механическую связь *5* колебания от первого звена передаются ко второму, затем через связь *6* — к третьему и т. д. Колебания последнего звена создают на зажимах выходной катушки $L_{вых}$ напряжение

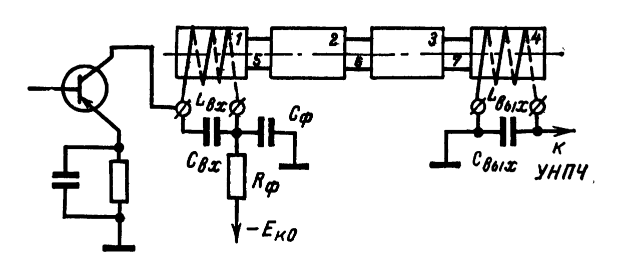


Рис. 7-5.

с частотой механических колебаний звена, т. е. с промежуточной частотой. Это напряжение подводится ко входу первого каскада УНПЧ и усиливается до нужного значения. Электромеханический ФСИ помещается в каркас и закрепляется в нем так, чтобы механические воздействия (удары, тряска) не передавались к резонаторам. Каркас пятизвенного фильтра типа ЭМФП имеет внешние размеры $5 \times 5 \times 30$ мм. Элементы фильтра должны изготовляться с весьма высокой точностью, что определяет их высокую стоимость. Для настройки входного контура фильтра на промежуточную частоту к входным зажимам фильтра подключается конденсатор $C_{вх}$, а к выходным — $C_{вых}$. Емкости этих конденсаторов приведены в приложении *5*.

Для того чтобы ФСИ хорошо работал, выходная проводимость источника сигнала (преобразователя частоты) и входная проводимость первого каскада УНПЧ должны быть соответственно равны характеристическим (номинальным) проводимостям ФСИ $G_{вх}$ и $G_{вых}$, которые приводятся в приложении *5*.

Коэффициент усиления каскада с ФСИ, состоящим из электрических колебательных контуров, на средней частоте определяется формулой

$$K_0 = \frac{Y_{21}}{G_{вх}} p_1 p_2 q, \tag{7-35}$$

где p_1 — коэффициент включения входа фильтра к транзистору; p_2 — коэффициент включения входа следующего каскада к выходу фильтра; q — коэффициент ослабления сигнала в фильтре на средней частоте полосы пропускания.

Значение коэффициента q при разном числе звеньев фильтра m можно определить по графикам, приведенным на рис. 7-6. Здесь по оси абсцисс отложен параметр связи между контурами (звеньями)

$$\eta_4 = 2\delta_э f_0/П_ф. \tag{7-36}$$

Параметр связи берут в пределах от 0,3 до 0,6. Чем он меньше, тем лучше прямоугольность кривой избирательности звена. При известном коэффициенте связи между контурами фильтра значение η_4 может быть определено по формуле (5-6).

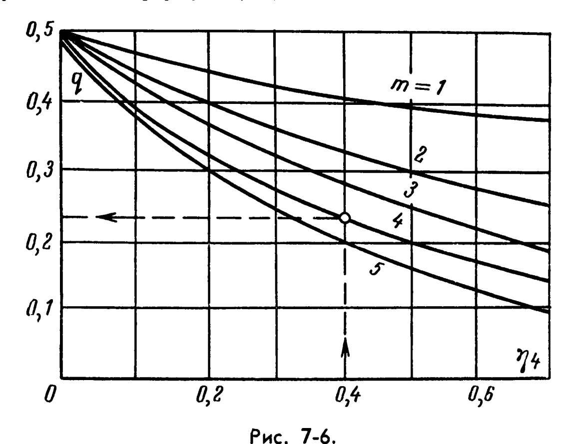


Рис. 7-6.

Ослабление одного звена фильтра находят по обобщенным кривым избирательности, изображенным на рис. 7-7. По оси абсцисс здесь отложена относительная обобщенная расстройка, т. е. абсолютная расстройка Δf, отнесенная к половине полосы пропускания фильтра. Ослабление дано в децибелах, поэтому для всех звеньев фильтра оно равно сумме ослабления каждого звена. При одинаковых звеньях фильтра

$$d_ф = m d_{зв}. \tag{7-37}$$

Коэффициенты включения определяются формулами

$$p_1 = \sqrt{G_{вх}/G_1} \text{ и } p_2 = \sqrt{G_{вых}/G_2}, \tag{7-38}$$

в которых внешние для фильтра проводимости записываются уравнениями (6-15). При расчете по формулам (7-38) может оказаться, что один или оба коэффициента включения будут больше единицы. В этом случае принимают его (их) равным единице. Затем увеличивают внешнюю проводимость за счет добавочного шунтирующего резистора до значения, обеспечивающего равенство в формулах (7-38).

В многоконтурных фильтрах (см. рис. 7-2) номинальные входная и выходная проводимости одинаковы: $G_{вых} = G_{вф} = G$. Емкости конденсаторов связи между звеньями вычисляются по уравнению

$$C_{св} = G/2\pi f_0. \qquad (7\text{-}39)$$

Элементы внутренних контуров рассчитываются по формулам

$$C_2 = \frac{G}{\pi П_ф} - 2C_{св} \text{ и } L_2 = П_ф/4\pi f_0^2 G, \qquad (7\text{-}40)$$

а элементы первого и последнего контуров находятся по уравнениям

$$C_1 = 0{,}5C_2 \text{ и } L_1 = 2L_2. \qquad (7\text{-}41)$$

При расчете следует брать $G = G_1$, что обеспечит $p_1 = 1$ и упростит схему первого контура.

Во многих случаях даже один каскад с ФСИ может обеспечить требуемую для приемника избирательность по соседнему каналу. Однако усиление этого каскада, как правило, будет недостаточным. Поэтому в тракте промежуточной частоты кроме каскада с ФСИ должны быть еще один или несколько каскадов. С целью упрощения их схемы и конструкции, а также уменьшения стоимости они могут строиться по так называемой апериодической или резисторной схеме, когда нагрузкой усилительного прибора служит чисто активное сопротивление например входное сопротивление следующего каскада. В подобном усилителе ФСИ должен ставиться в самом первом каскаде тракта промежуточной частоты, т. е. в преобразователе частоты. Благодаря этому в последующих неизбирательных каскадах вредное действие мешающих сигналов, отфильтрованных ФСИ, будет уже отсутствовать.

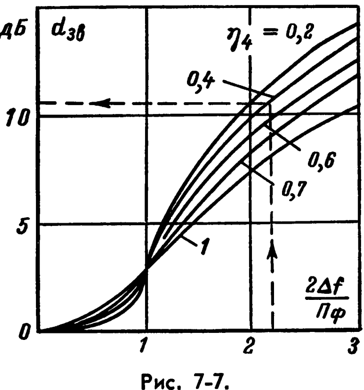


Рис. 7-7.

Пример 7-5. Определить параметры каскада с четырехзвенным ФСИ по следующим исходным данным: $f_0 = 110$ кГц, $П_ф = 9$ кГц, $\delta = 0{,}012$. Каскад выполнен на транзисторе П402, режим его работы соответствует данным примера 7-1. Следующий каскад собран на транзисторе П402 с тем же режимом работы.

Проверяем выполнение неравенства (7-34):

$$\frac{9 \cdot 10^3}{2\sqrt{2} \cdot 1{,}1 \cdot 10^5} = 0{,}029 > 0{,}012.$$

Оно выполняется, и фильтр можно построить. Приняв $k_у = 0,9$ по (6-32) вычисляем

$$K_{0\,уст} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,9 (1-0,9)}{6,28 \cdot 1,1 \cdot 10^5} \frac{30 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-2}}} = 36.$$

Принимаем $\eta_4 = 0,4$ и по графикам, приведенным на рис. 7-6, находим $q = 0,24$.

Принимаем $p_1 = 1$, при этом согласно выражению (7-38) $p_2 = \sqrt{G_{вых}/G_2}$. Усиление каскада не может быть выше устойчивого усиления. Подставив в формулу (7-35) $K_{0\,уст}$ вместо K_0, получим уравнение для необходимой характеристической проводимости фильтра $G = Y_{21}^2 q^2 / K_{0\,уст}^2 G_2$. Подставляя сюда значения параметров, получаем $G = \frac{30^2 \cdot 10^{-6} \cdot 0,24^2}{36^2 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 3,78 \cdot 10^{-5}$ См.

Согласно данным примера 7-1 проводимость $G_1 = 10^5$ См. Таким образом, расчетное значение характеристической проводимости фильтра оказалось меньше G_1. Следовательно, параллельно входу фильтра необходимо включить добавочную шунтирующую проводимость $G_ш = G - G_1 = 3,78 \cdot 10^{-5} - 10^{-5} = 2,78 \cdot 10^{-5}$ См. Ей соответствует резистор сопротивлением $R_ш = 3,6 \cdot 10^4$ Ом. По приложению 3 принимаем $R_ш = 36$ кОм. Согласно формуле (7-38)

$$p_2 = \sqrt{\frac{3,78 \cdot 10^{5}}{1 \cdot 10^{-3}}} = 0,189.$$

На основании формулы (7-39)

$$C_{св} = \frac{3,78 \cdot 10^{-5}}{6,28 \cdot 1,1 \cdot 10^5} = 54,6 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

В качестве этой емкости можно согласно приложению 4 взять подстроечный конденсатор КПК-2 (6—60 пФ), так как емкость $C_{св}$ должна подбираться достаточно точно с учетом монтажных емкостей. По формуле (7-40) определяем $C_2 = \frac{3,78 \cdot 10^{-5}}{3,14 \cdot 9 \cdot 10^3} - 2 \cdot 54,6 \cdot 10^{-12} = 1,23 \cdot 10^{-9}$ Ф и

$$L_2 = \frac{9 \cdot 10^3}{4 \cdot 3,14 \cdot 1,1^2 \cdot 10^{10} \cdot 3,78 \cdot 10^{-5}} = 1,57 \cdot 10^{-3} \text{ Г}.$$

Из формулы (7-41) определяем $C_1 = 0,5 \cdot 1,23 \cdot 10^{-9} = 0,615 \cdot 10^{-9}$ Ф и $L_1 = 2 \cdot 1,57 \cdot 10^{-3} = 3,14 \cdot 10^{-3}$ Г.

Для расстройки 10 кГц вычисляем относительную обобщенную расстройку $2\Delta f / П_ф = 2 \cdot 10^4 / 9 \cdot 10^3 = 2,22$. По графикам, изображенным на рис. 7-7, находим соответствующее ей ослабление одного звена $d_{зв} = 10,7$ дБ. Согласно формуле (7-37) ослабление всего фильтра при этой расстройке $d_ф = 4 \cdot 10,7 = 42,8$ дБ (138 раз). Заметим, что у четырехкаскадного усилителя с двумя связанными контурами и той же полосой пропускания это ослабление равно лишь 28 (см. задачу 7-5).

Пример 7-6. Определить параметры каскада с пьезокерамическим фильтром типа ПФ1П-М. Каскад выполнен на транзисторе П402 при режиме работы, соответствующем примеру 7-1. В следующем каскаде используется транзистор П402 с тем же режимом работы. Собственное затухание согласующего контура 0,015.

По приложению 5 определяем среднее значение полосы пропускания фильтра, равное 8,25 кГц. Следовательно, полоса пропускания контура LC (см. рис. 7-3) $П_к = (2,5 \div 3,5)\, П_ф = (20,6 \div 29)$ кГц. Принимаем $П_к = 25$ кГц. Этой полосе согласно формуле (4-28) соответствует эквивалентное затухание $\delta_э = 25 \cdot 10^3/4,65 \cdot 10^5 = 0,054$.

По табл. 5-1 находим значение $\theta_1(1) = 2,22$. Тогда согласно выражению (7-11), полагая $\Delta C_{макс} = 0,3C_{22} = 0,3 \cdot 14 = 4,2$ пФ, получаем:

$$C'_э \geqslant 4,2 \cdot 10^{-12} \frac{4,65 \cdot 10^5}{25 \cdot 10^3} 2,22 = 173 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

По формуле (7-13) оптимальная эквивалентная емкость контура $C_э \approx 3 \cdot 10^{-4}/4,65 \cdot 10^5 = 65 \cdot 10^{-11}$ Ф, поэтому принимаем окончательно $C_э = 65 \cdot 10^{-11}$ Ф. Тогда по формуле (6-60) индуктивность катушки

$$L = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 4,65^2 \cdot 10^{10} \cdot 65 \cdot 10^{-11}} = 181 \cdot 10^{-6} \text{ Г}.$$

Собственная проводимость контура, как это следует из формулы (5-18), $g = 0,015 \cdot 6,28 \cdot 4,65 \cdot 10^5 \cdot 65 \cdot 10^{-11} = 27 \cdot 10^{-6}$ См.

Заменяя в формуле (6-19) G_2 на номинальную входную проводимость фильтра $G_{вх} = 0,417$ мСм, находим

$$p'_2 = \sqrt{\frac{g}{G_{вх}}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1 - \frac{G_1}{g}\right)} =$$

$$= \sqrt{\frac{27 \cdot 10^{-6}}{417 \cdot 10^{-6}}\left(\frac{0,054}{0,015} - 1 - \frac{10^{-5}}{27 \cdot 10^{-6}}\right)} = 0,372.$$

Так как $G_2 = 1,06 \cdot 10^{-3}$ См, а выходная проводимость фильтра $G_{вых} = 830 \cdot 10^{-6}$ См, то $G_2 \approx G_{вых}$ и вход следующего каскада можно включать к выходу фильтра без согласования, т. е. полагать $p_2 = 1$. Из приложения 5 находим значение $q = 0,25$ и в соответствии с (7-35) вычисляем коэффициент усиления каскада

$$K_0 = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{417 \cdot 10^{-6}} 1 \cdot 0,372 \cdot 0,25 = 6,7.$$

Это значение меньше $K_{0уст} = 17,6$ и, следовательно, осуществимо.

Для расстройки 10 кГц обобщенная расстройка в соответствии с формулой (5-3)

$$\xi = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^3}{4,65 \cdot 10^3 \cdot 0,054} = 0,8,$$

а ослабление согласующего контура по формуле (5-2) $d_{10} = \sqrt{1 + 0,8^2} = 1,28$ или 2,2 дБ. Ослабление фильтра при той же расстройке согласно приложению 5 равно 40 дБ. Следовательно, полное ослабление каскада при расстройке 10 кГц равно 42,2 дБ (132 раза).

Частота гетеродина отличается от промежуточной частоты приемника на частоту сигнала (см. § 1-3). Наименьшая частота сигнала в радиовещательных приемниках равна 150 кГц. Поэтому минимальное ослабление согласующего колебательного контура для частоты гетеродина следует определять при настройке приемника на данную частоту. При этом согласно формуле (5-3) обобщенная расстройка $\xi_{150} = \frac{2 \cdot 150 \cdot 10^3}{4,65 \cdot 10^5 \cdot 0,054} = 12$, а по формуле (5-2) ослабление $d_{150} = \sqrt{1 + 12^2} = 12,1$ (21,6 дБ). Так как ослабление пьезокерамических фильтров при

больших расстройках согласно приложению 5 примерно равно 35 дБ, то полное ослабление для частоты гетеродина составит 35 + 21,6 = = 56,6 дБ (670 раз), что вполне приемлемо.

7-6. РЕЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Схема каскада резисторного усилителя изображена на рис. 7-8 Здесь емкости C_1, C_2 и проводимости G_1 и G_2 определяются уравнениями (6-15). Емкость разделительного конденсатора $C_б$ по условиям (6-9) и

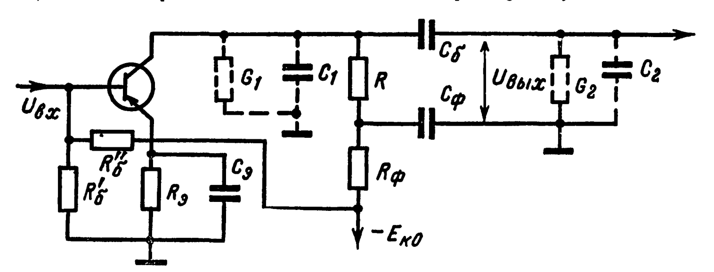


Рис. 7-8.

(6-10) выбирается так, чтобы его проводимость существенно превышала проводимость G_2 и емкость C_2 на рабочей частоте. С учетом этого замечания эквивалентная схема резисторного каскада будет соответствовать показанной на рис. 7-9. Здесь

$$G=\frac{1}{R}=G_1+G_2 \text{ и } C=C_1+C_2. \qquad (7\text{-}42)$$

Эквивалентная нагрузка каскада

$$|Y|=\sqrt{G^2+\omega^2C^2}. \qquad (7\text{-}43)$$

Согласно рис. 7-9 выходное напряжение каскада $\dot{U}_{вых}=Y_{21}\dot{U}_{вх}/Y$, а его комплексный коэффициент усиления $\dot{K}=\dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх}=Y_{21}/Y$. Модуль коэффициента усиления

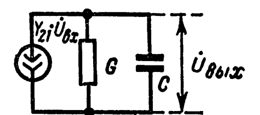


Рис. 7-9.

$$K_0=\frac{|Y_{21}|}{\sqrt{G^2+\omega^2C^2}}. \qquad (7\text{-}44)$$

Поскольку нас интересует коэффициент усиления на промежуточной частоте, то в формулу (7-44) следует подставлять все параметры, соответствующие этой частоте. За счет паразитной обратной связи через общий источник питания или магнитных и емкостных связей между входами и выходами в резисторном каскаде УНПЧ могут создаваться условия для образования положительной обратной связи и он может оказаться неустойчивым. Данные опыта показывают, что резисторный каскад работает достаточно устойчиво, если при наличии развязывающего фильтра в коллекторной цепи его коэффициент усиле-

ния на промежуточной частоте не превышает значения, определяемого формулой (6-31). Для этого согласно формуле (7-44) сопротивление нагрузочного резистора должно быть

$$R=\frac{1}{\sqrt{\frac{|Y_{21}^2|}{K_{0уст}^2}-\omega_{пр}^2C^2-G_1-G_2}}. \qquad (7\text{-}45)$$

Так как нагрузочный резистор включен последовательно в коллекторную цепь, то при расчете сопротивлений резисторов $R_э$, $R_б'$ по формуле 6-6 в числителе к выражению, стоящему в скобках, следует добавить вычитаемое $U_R = I_к R$, т. е. падение напряжения на резисторе R

При сравнительно низких промежуточных частотах (до $5\cdot 10^5$ Гц) $G \gg \omega C$ и можно считать

$$K_0\approx|Y_{21}|/G \text{ и } R=\frac{1}{\frac{|Y_{21}|}{K_{0уст}}-G_1-G_2}. \qquad (7\text{-}46)$$

Пример 7-7. Определить параметры резисторного каскада по исходным данным примера 7-1, полагая $\sigma = 4$. За рассчитываемым каскадом следует каскад резонансного усилителя, соответствующий примеру 7-1.

Будем полагать монтажные емкости $C_{м1} = C_{м2} = 10$ пФ. Тогда согласно формулам (6-15) $C_1 = 14 + 10 = 24$ пФ; $C_2 = 160 + 10 = 170$ пФ и по формуле (7-42) $C = 24 + 170 = 194$ пФ.

Вычисляем сопротивление нагрузочного резистора по формуле (7-45):

$$R=\frac{1}{\sqrt{\frac{30^2\cdot 10^{-6}}{17{,}6^2}-(6{,}28\cdot 4{,}65\cdot 10^5)^2\,194^2\cdot 10^{-24}-10^{-5}-1{,}05\cdot 10^{-3}}}=1{,}85\cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

По приложению 3 выбираем резистор сопротивлением 1,8 кОм.

Пользуясь формулами (6-6), вычисляем

$$R_э=\frac{0{,}94\,[9-1-10^{-3}\cdot 1{,}8\cdot 10^3-5]}{10^{-3}-15\cdot 10^{-6}\cdot 2^{0{,}1\cdot 30}}=1{,}23\cdot 10^2 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R_э = 1{,}2$ кОм

$$R_б''=\frac{(4-1)(9-1-1{,}8)}{10^{-3}-4\cdot 15\cdot 10^{-6}\cdot 2^{0{,}1\cdot 30}}=36\cdot 10^3 \text{ Ом};$$

по приложению 3 принимаем $R_б'' = 36$ кОм.

$$R_б'=\frac{1{,}25\cdot 1{,}2\cdot 10^3\cdot 36\cdot 10^3\,(4-1)}{0{,}94\cdot 4\cdot 36\cdot 10^3-(4-1)\,(1{,}2\cdot 10^3+36\cdot 10^3)}=8\cdot 10^3 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R_б' = 8{,}2$ кОм

Согласно формуле (6-8) находим

$$C_э=\frac{100}{1{,}2\cdot 10^3\cdot 6{,}28\cdot 4{,}65\cdot 10^5}=2{,}86\cdot 10^{-8} \text{ Ф};$$

по приложению 3 принимаем $C_э = 0{,}03$ мкФ. Емкость разделительного конденсатора определяем по неравенству (6-9) $C_б \geq (20 \div 50)\ 170 \times \times 10^{-12} = (3{,}4 \div 8{,}5)\ 10^{-9}$ Ф и по неравенству (6-10)

$$C_б \geq \frac{50 \cdot 1{,}05 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^{5}} = 18{,}1 \cdot 10^{-9} \text{ Ф};$$

из приложения 3 выбираем $C_б = 0{,}02$ мкФ. Параметры коллекторного фильтра сохраняются такими же, как в примере 7-1.

7-7. КОМБИНИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПРИЕМНИКОВ АМПЛИТУДНО- И ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Для высококачественного радиовещания с целью ослабления действия помех используются частотно-модулированные сигналы (ЧМС). Ширина их спектра частот составляет 150—250 кГц. Для передачи подобных сигналов с малыми искажениями их несущая частота должна быть в 50—100 раз больше ширины спектра. Но при этом несущие частоты оказываются в декаметровом диапазоне волн, крайне перегруженном в настоящее время. Поэтому высококачественное радиовещание с частотной модуляцией ведется в метровом диапазоне волн (60—80 МГц). Достаточно хорошую избирательность по зеркальному каналу в супергетеродинном приемнике можно осуществить, если $f_{пр} > (0{,}05 \div 0{,}1)\ f_c$ (см. § 9-5). Поэтому в радиовещательных приемниках ЧМС промежуточную частоту берут равной 8,4 МГц. При приеме АМС в диапазонах декаметровых и более длинных волн промежуточная частота обычно равняется 465 кГц, так как при более высокой промежуточной частоте трудно обеспечить нужную полосу пропускания (7—9 кГц). Таким образом, в современных радиовещательных и радиолюбительских приемниках, предназначенных для приема ЧМС в метровом диапазоне волн и АМС в декаметровом и более длинноволновых диапазонах, возникает необходимость иметь два канала в тракте промежуточной частоты. Выполнение их полностью раздельными требует практически удвоенного числа электронных приборов. Поэтому естественно желание создать такой тракт промежуточной частоты, в котором для усиления ЧМС и АМС использовались бы одни и те же электронные приборы. Кроме того, с целью упрощения конструкции и эксплуатации приемника желательно исключить коммутацию элементов схемы тракта при переходе с приема ЧМС на АМС.

Сказанное реализуется в так называемых комбинированных усилителях напряжения промежуточной частоты, способных усиливать сигналы на двух несущих частотах: 465 кГц и 8,4 МГц. Для этого в каждом каскаде применяются две последовательно включенные частотно-избирательные системы Поскольку указанные промежуточные частоты различаются значительно, то сопротивление колебательных контуров, настроенных на 465 кГц, для токов с частотой 8,4 МГц будет ничтожно малым (и наоборот). Поэтому при усилении сигнала частотой 8,4 МГц второй колебательный контур можно считать короткозамкнутым и не влияющим на работу каскада (и наоборот).

Схема транзисторного комбинированного каскада с нагрузкой из двух пар связанных контуров приведена на рис. 7-10. С целью уменьшения взаимных влияний верхние (на рисунке) колебательные контуры L_1C_1 настраиваются на большую частоту 8,4 МГц, а нижние L_2C_2 —

на меньшую — 465 кГц. Параметры колебательных контуров и необходимые коэффициенты включения выбираются так же, как и для обычных каскадов.

Поскольку коэффициент устойчивого усиления обратно пропорционален корню квадратному из частоты, то для частоты 8,4 МГц он будет в $\sqrt{8{,}4 \cdot 10^6/4{,}65 \cdot 10^5} = 4{,}25$ раза меньше, чем для частоты 465 кГц. Поэтому общее число каскадов в тракте промежуточной частоты выби-

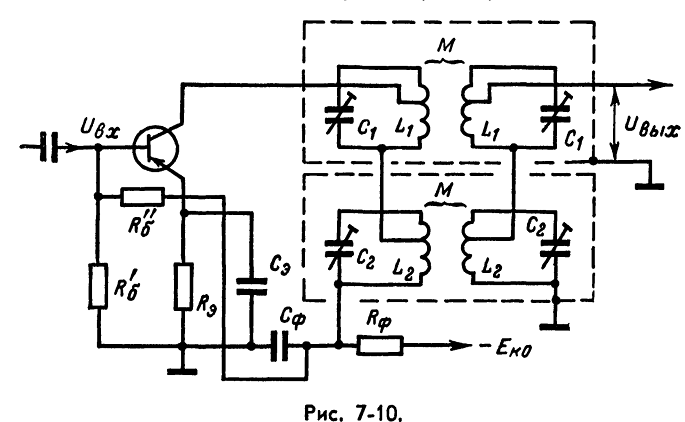


Рис. 7-10.

рается из расчета обеспечения нужного усиления ЧМС. Схема усилителя на обеих частотах, естественно, должна быть идентичной: резонансной, с двумя связанными контурами, расстроенной парой (тройкой). В противном случае для перехода с приема ЧМС на прием АМС (или наоборот) потребуется дополнительная коммутация.

7-8. ВЫБОР СХЕМЫ ТРАКТА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ ПО ТРЕБУЕМОМУ КОЭФФИЦИЕНТУ ПРЯМОУГОЛЬНОСТИ

Если избирательность по соседнему каналу задана коэффициентом прямоугольности, выбор типа и количества избирательных систем решается на основании данных табл. 5-1. Например, если требуется $K_{п100} \leqslant 3{,}1$, то резонансный усилитель оказывается неприемлемым, так как при шести каскадах он имеет $K_{п100} = 5{,}6$. Усилитель с расстроенными парами при критической начальной расстройке обеспечивает требуемый коэффициент прямоугольности при шести каскадах; усилитель с двумя связанными контурами и критической связью решает эту задачу при трех каскадах, а усилитель с ФСИ способен обеспечить нужную избирательность при одном каскаде. Дальнейший выбор наиболее оптимальной схемы должен основываться на обеспечении требуемого усиления. Для этого при выбранных типе электронного прибора и промежуточной частоте вычисляют коэффициент устойчивого усиления. Как правило, именно он определяет наибольший осуществимый коэффициент усиления каскада. Затем из формулы (7-4) находят нужное число каскадов, обеспечивающих устойчивое усиление. Из ранее выбран-

ных схем останавливаются на той, которая при этом числе каскадов обеспечивает заданную избирательность и наиболее проста и экономична в построении и налаживании.

Если избирательность по соседнему каналу задана ослаблением d при заданной расстройке Δf_d, то при известной полосе пропускания можно вычислить коэффициент прямоугольности для заданного ослабления по формуле

$$K_{\text{п}d} = 2\Delta f_d / П. \qquad (7\text{-}47)$$

Если ослабление соответствует табличным значениям коэффициента прямоугольности 10 или 100, то решение задачи выполняется согласно ранее сказанному. Если же оно отличается от этих значений, то задачу решают приближенно, выбирая избирательную систему с некоторым запасом. Для этого расчет ведут по ближайшему к заданному (но меньшему) табличному значению ослабления.

Пример 7-8. Выбрать тип избирательных систем и их количество для усилителя промежуточной частоты. Усилитель должен обеспечить ослабление 25 дБ при расстройке 10 кГц и полосе пропускания 8 кГц.

Так как 25 дБ соответствуют ослаблению в 18 раз, вычисляем по формуле (7-47) $K_{\text{п}18} = \dfrac{2 \cdot 10 \cdot 10^3}{8 \cdot 10^3} = 2{,}5$. Ближайшее к 18 меньшее табличное ослабление равно 10. Из табл. 5-1 находим, что $K_{\text{п}10} \leqslant 2{,}5$ обеспечивают: а) четырехкаскадный усилитель с расстроенными парами при критической начальной расстройке; б) двухкаскадный двухконтурный усилитель при критической связи; в) однокаскадный усилитель с четырехзвенным ФСИ.

Более точно эту же задачу можно решить, если воспользоваться обобщенными кривыми избирательности для всех возможных схем при различном числе каскадов [3, 4, 23]. В этом случае приемлемы будут схемы, обобщенные кривые которых удовлетворяют условию

$$\xi_d / \xi_{\text{п}} < 2\Delta f / П, \qquad (7\text{-}48)$$

где ξ_d и $\xi_{\text{п}}$ — значения обобщенных расстроек, отложенных по оси абсцисс, соответствующие заданным расстройке и полосе пропускания.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каковы назначение и основные классификации УНПЧ?
2. Дайте определения основных характеристик УНПЧ.
3. Каковы аналитические зависимости коэффициентов усиления, полосы пропускания и уравнения обобщенной кривой избирательности многокаскадного резонансного усилителя от аналогичных параметров отдельных каскадов?
4. От каких параметров и каким образом зависит коэффициент прямоугольности резонансного усилителя? Можно ли в резонансном усилителе получить коэффициент прямоугольности менее 2 при ослаблении 10?
5. Как должны измениться коэффициент усиления и полоса пропускания отдельного каскада при увеличении числа каскадов, чтобы полоса пропускания лампового или транзисторного резонансных усилителей сохранилась бы постоянной?

6. Какие условия определяют выбор эквивалентной емкости контуров в каскадах УНПЧ?

7. Из каких условий выбирается начальная расстройка между каскадами в усилителе с расстроенными парами?

8. От каких параметров зависит коэффициент прямоугольности усилителя с расстроенными парами?

9. В чем преимущества и недостатки усилителя с расстроенными парами по сравнению с резонансным усилителем?

10. От каких параметров зависит коэффициент прямоугольности усилителя с двумя связанными контурами?

11. Какими условиями определяется максимально реализуемый коэффициент усиления каскада резонансного усилителя и усилителя с двумя связанными контурами?

Сравните их значения при одинаковых исходных данных.

12. Сравните усилительные и избирательные свойства усилителей: резонансного, с двумя связанными контурами, с расстроенными парами при равном числе каскадов.

13. Какие избирательные системы называют ФСИ? С помощью каких резонансных элементов они могут быть реализованы?

14. При каком условии целесообразно применять ФСИ?

15. От каких параметров ФСИ зависит его избирательность по соседнему каналу при заданной полосе пропускания?

16. Какой основной недостаток пьезокерамических ФСИ и каков способ его устранения?

17. В каком каскаде тракта промежуточной частоты и почему целесообразно применять ФСИ?

18. Как можно выбрать схему УНПЧ по требуемому коэффициенту прямоугольности?

ЗАДАЧИ

7-1. Какие варианты УНПЧ и при каком количестве каскадов могут обеспечить ослабление 10 при коэффициенте прямоугольности: а) 5, б) 2, в) 1,5?

Ответ: а) двухкаскадный резонансный и с расстроенными параметрами; однокаскадный с двумя связанными контурами; б) трехкаскадный с двумя связанными контурами; шестикаскадный с расстроенными парами; в) однокаскадный с четырехзвенным ФСИ.

7-2 Какова должна быть емкость контуров трехкаскадного резонансного усилителя при полосе пропускания усилителя 6 кГц?

Остальные исходные данные соответствуют примеру 7-1.

Ответ: 860 пФ.

7-3. Определить эквивалентное затухание контуров шестикаскадного усилителя с расстроенными парами при критической начальной расстройке, если $f_0 = 8{,}4$ МГц и $П_{\text{vc}} = 0{,}2$ МГц?

Ответ: 0,0234.

7-4. Во сколько раз больше ослабление при расстройках 10 и 20 кГц в усилителе примера 7-4 по сравнению с примером 7-1?

Ответ: в 4,8 и в 26,5 раза.

7-5. Определить ослабление при расстройке 10 кГц, обеспечиваемое четырехкаскадным усилителем с двумя связанными контурами, с полосой пропускания 9 кГц и средней частотой 110 кГц.

Ответ: 28.

ГЛАВА 8

ДЕТЕКТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

8-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ПРИНЦИП РАБОТЫ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Сложный сигнал, каковым является амплитудно-модулированный сигнал (АМС) даже при чисто гармоническом законе модуляции, может быть разложен на ряд простейших гармонических составляющих. Совокупность этих составляющих образует спектр сигнала, а интервал частот, в пределах которых они располагаются, называют

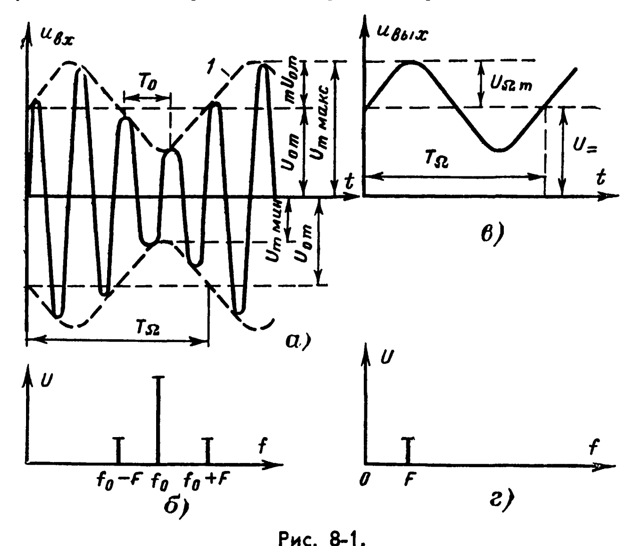


Рис. 8-1.

шириной спектра сигнала. На рис. 8-1, *а* показан амплитудно-модулированный сигнал с несущей частотой $f_0 = 1/T_0$ при гармоническом законе модуляции с частотой модуляции $F = 1/T_\Omega$. Этому сигналу соответствует аналитическое выражение

$$u_{вх} = U_{0m}(1 + m\sin\Omega t)\sin\omega_0 t,$$

в указанных выражениях U_{0m} — амплитуда сигнала при отсутствии модуляции, которую также называют амплитудой немодулированной несущей; m — коэффициент модуляции сигнала, характеризующий относительное изменение амплитуды сигнала при модуляции; T_0 — период несущей сигнала; T_Ω — период модулирующего напряжения.

Коэффициент модуляции

$$m = \frac{U_{m\,макс} - U_{0m}}{U_{0m}} = \frac{U_{0m} - U_{m\,мин}}{U_{0m}}. \quad (8\text{-}1)$$

Используя известные тригонометрические преобразования, уравнение амплитудно-модулированного сигнала можно записать так:

$$u_{вх}=U_{0m}\sin\omega_0 t+0{,}5mU_{0m}\cos(\omega_0+\Omega)t-0{,}5mU_{0m}\cos(\omega_0-\Omega)t. \quad (8\text{-}2)$$

Следовательно, при гармонической модуляции АМС состоит из трех составляющих с частотами $\omega_0-\Omega$, ω_0, $\omega_0+\Omega$, которые образуют спектр сигнала шириной

$$(\omega_0+\Omega)-(\omega_0-\Omega)=2\Omega. \quad (8\text{-}3)$$

Этот спектр показан на рис. 8-1, *б*. Как уже отмечалось в § 1-3, детектор должен преобразовывать высокочастотный модулированный сигнал в напряжение, изменяющееся по закону модуляции. Для амплитудно-модулированного сигнала этот закон соответствует изменению его огибающей (кривая *1* на рис. 8-1, *а*). Применительно к гармоническому закону модуляции модулирующее синусоидальное напряжение с периодом T_Ω (рис. 8-1, *в*) наложено на постоянное напряжение U_-. Следовательно, спектр этого сигнала состоит из двух составляющих с частотами 0 и Ω, показанных на рис. 8-1, *г*. Из рис. 8-1, *б* очевидно, что в спектре модулированного сигнала нет составляющей с частотой Ω, которая отображает закон модуляции. Поэтому процесс детектирования невозможно осуществить линейной системой, которая не изменяет спектр (например, с помощью фильтра). При детектировании нужно изменить спектр АМС так, чтобы в преобразованном сигнале появилась составляющая с частотой Ω. Такой процесс может выполняться лишь в нелинейных и параметрических системах. Поэтому для осуществления детектирования необходимо применять нелинейные элементы, т. е. элементы, обладающие нелинейной вольт-амперной характеристикой. Простейшим таким элементом является полупроводниковый диод, характеристика которого показана на рис. 8-2. Если подвести к диоду синусоидальное напряжение с амплитудой U_{m1}, то из-за нелинейности вольт-амперной характеристики диода ток в анодной цепи не будет синусоидальным. Значение тока в положительный полупериод окажется гораздо больше, чем в отрицательный, а среднее значение тока за период подведенного напряжения будет положительным и равным $i_{ср1}$ *. При возрастании амплитуды напряжения до значения U_{m2} соответственно увеличится и среднее значение тока до $i_{ср2}$. Таким образом, среднее значение тока диода зависит от амплитуды приложенного к диоду напряжения. Чем больше амплитуда напряжения, тем больше среднее значение тока. В этом и проявляется суть работы детектора или детекторный эффект нелинейной системы. При изменении амплитуды напряжения по гармоническому закону среднее значение тока диода станет изменяться по закону, весьма близкому к закону модуляции.

В выпрямленном диодом токе кроме составляющих с частотой Ω содержатся также составляющие с частотами 2Ω, 3Ω и т. д., т. е. высшие гармоники частоты модуляции. Наличие этих гармоник вызывает появление нелинейных искажений в процессе детектирования, оцениваемых коэффициентом гармоник (1-1). Однако чем больше амплитуда немодулированного сигнала, тем меньше уровень высших гармоник по отношению к первой гармонике, что эквивалентно снижению нелинейных искажений. При амплитуде немодулированного сигнала более

* Среднее значение тока диода за период приложенного к диоду напряжения называется также постоянной составляющей тока.

0,5—1 В коэффициент гармоник в диодном детекторе за счет кривизны характеристики не превышает 1—2%, что обеспечивает хорошее воспроизведение речи и музыки.

Чтобы выделить напряжение, изменяющееся по закону модуляции U_Ω, последовательно с диодом необходимо включить нагрузочный резистор R. Но ток диода протекает только во время положительной полуволны детектируемого сигнала и представляет собой импульсы, соответствующие по форме положительной полуволне синусоиды, поэтому и напряжение на нагрузочном резисторе получится той же формы. Чтобы напряжение на нагрузке детектора изменялось по закону, близкому к закону модуляции, параллельно нагрузочному резистору включается конденсатор C. В этом случае за полупериоды, соответствующие положительной полуволне детектируемого сигнала, ток диода

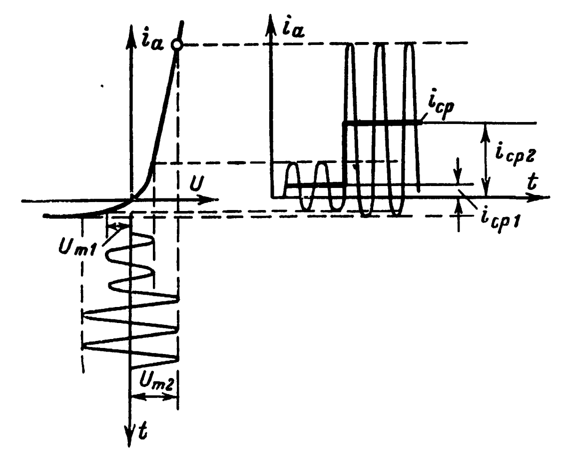


Рис. 8-2.

станет заряжать конденсатор C достаточно быстро, так как внутреннее сопротивление диода в этом случае мало (сотни ом). Напряжение на конденсаторе окажется сравнимым с амплитудой детектируемого сигнала. В полупериоды, соответствующие отрицательной полуволне сигнала, ток диода становится отрицательным, но очень малым. Он в небольшой степени будет перезаряжать конденсатор, т. е. несколько уменьшать напряжение на конденсаторе, получившееся во время положительной полуволны сигнала. Если выбрать параметры нагрузки детектора так, чтобы ее постоянная времени в несколько раз превышала период детектируемого сигнала, то в течение отрицательной полуволны детектируемого сигнала напряжение на конденсаторе, а следовательно, и на нагрузке детектора сохранится почти постоянным и близким к амплитуде детектируемого сигнала. При медленном изменении амплитуды сигнала по закону модуляции напряжение на нагрузке детектора также станет изменяться, следуя за законом модуляции. На основании сказанного схему диодного детектора можно представить в виде, изображенном на рис. 8-3, *а* Поскольку здесь источник сигнала (контур), диод и нагрузочный резистор R включены последовательно, то и детектор назван последовательным.

На рис. 8-3, *б* приведена схема параллельного детектора. В параллельном детекторе, так же как и в последовательном, выходное (продетектированное) напряжение снимается с конденсатора C. Здесь источник сигнала (контур), диод и нагрузочный резистор включены параллельно (для тока частоты сигнала сопротивление конденсатора C весьма мало). Для постоянного тока и тока модулирующей частоты сопротивление колебательного контура очень мало, и конденсатор C для этих токов оказывается включенным параллельно нагрузочному резистору. Полярность напряжения на конденсаторе C указана на рис. 8-3. Изменив включение диода на обратное, можно получить обратную полярность выходного постоянного напряжения детектора. При выборе параметров нагрузки из тех же условий, что и в схеме последовательного детектора, эффективность действия параллельного

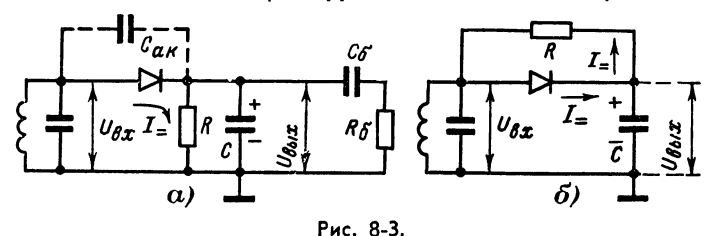


Рис. 8-3.

детектора (его коэффициент передачи) практически получается такой как и у последовательного. Это объясняется тем, что при равных амплитудах сигнала в цепях диодов обеих схем детектора протекают одинаковые токи.

Рассмотрим основные параметры детекторов.

1. Коэффициент передачи детектора определяется отношением амплитуды выходного напряжения детектора к амплитуде огибающей амплитудно-модулированного напряжения (см. рис. 8-1, *а*). Чем он больше, тем лучше детектор:

$$K_{д}=U_{\Omega m}/mU_{0m}. \qquad (8\text{-}4)$$

2. Входное сопротивление детектора есть отношение амплитуды напряжения несущей детектируемого сигнала к амплитуде тока первой гармоники с периодом T_0 (т. е. с частотой несущей). Чем оно больше, тем меньше нагружается источник сигнала (контур) и лучше детектор:

$$R_{вх}=U_{0m}/I_{0вх m}. \qquad (8\text{-}5)$$

3. Степень амплитудно-частотных искажений детектора определяется его амплитудно-частотной характеристикой (см. рис. 8-7) по соотношениям (1-2). Уровень фазо-частотных искажений в детекторе зависит от нелинейности его фазочастотной характеристики. Нелинейные искажения определяются коэффициентом гармоник (1-1).

4. Коэффициент фильтрации детектора определяется отношением амплитуды несущей сигнала на выходе детектора к амплитуде немодулированного сигнала на входе:

$$k_{ф}=\frac{U_{0вых\,m}}{U_{0вх\,m}}. \qquad (8\text{-}6)$$

Чем меньше этот коэффициент, тем лучше фильтрация в детекторе. Считается нормальным, когда коэффициент фильтрации менее 3—5%. Наличие большого высокочастотного напряжения на выходе детектора может привести к повышению нелинейных искажений в усилителе сигналов модулирующих частот за счет изменения положения рабочей точки электронного прибора и побочного детектирования, возникающего из-за нелинейности его характеристики.

Кроме полупроводниковых и электровакуумных диодов в детекторных каскадах могут использоваться транзисторы, электронные лампы и другие электронные приборы, обладающие нелинейными свойствами. Но детекторы с этими приборами более сложны и дороги. Они имеют больший уровень искажений, хотя некоторые из них обладают большим коэффициентом передачи по сравнению с диодным детектором. Поэтому в подавляющем большинстве современных приемников применяются диодные детекторы.

8-2. ДИОДНЫЙ ДЕТЕКТОР

Обратной проводимостью полупроводниковых диодов называют крутизну их вольт-амперной характеристики при отрицательных напряжениях на аноде. Для современных полупроводниковых диодов, используемых в детекторах, обратная проводимость меньше прямой проводимости на 2—3 порядка. Существенно криволинейная часть характеристики диодов соответствует напряжениям на аноде от —(0,2 ÷ 0,3) В до +(0,2 ÷ 0,3) В. С учетом сказанного при детектировании сигналов с амплитудой несущей более 0,5—0,6 В реальную вольт-амперную характеристику диода, показанную на рис. 8-2, можно заменить двумя отрезками прямых *АО* и *ОБ*, как показано на рис. 8-4. Диод с такой характеристикой принято называть и д е а л ь н ы м, так как у него отсутствует обратная проводимость (при отрицательном напряжении на аноде ток через него не протекает), а прямая проводимость (крутизна характеристики) постоянна для всех значений положительного напряжения. Детектор с таким диодом также называют и д е а л ь н ы м [3, 26]. Рассмотрим более подробно процессы, происходящие в идеальном детекторе.

Для детектирования напряжения постоянная времени нагрузки должна быть значительно больше периода несущей детектируемого сигнала, т. е.

$$RC \gg T_0. \tag{8-7}$$

Идеальный диод обладает крутизной характеристики

$$S = \Delta U_a / \Delta I_a = 1/R_i, \tag{8-8}$$

практически равной крутизне правой ветви характеристики реального диода. Внутреннее сопротивление диода обратно его крутизне, и в эквивалентной схеме детектора диод можно заменить идеальным вентилем *В*, последовательно с которым включено внутреннее сопротивление диода. Следовательно, схему, представленную на рис. 8-3, *а* можно заменить эквивалентной схемой, показанной на рис. 8-5, *а*.

Если на входе детектора (на контуре) отсутствует сигнал, то рабочая точка диода будет в точке излома характеристики *О* (рис. 8-4) и ток через диод не протекает. Следовательно, и напряжения на нагрузке также не будет.

Пусть в момент времени t_1 на вход детектора подается переменное напряжение амплитудой U_{m1}. За первый полупериод, когда входное напряжение положительное, через диод (его внутреннее сопротивление) потечет ток, заряжающий конденсатор C, напряжение на котором будет увеличиваться. В следующий полупериод (при отрицательном напряжении) ток через диод прекратится и конденсатор начнет разряжаться через резистор R. Но так как для нагрузки выполняется условие (8-7), то напряжение на конденсаторе уменьшится незначительно. За третий полупериод, когда входное напряжение снова станет положительным, через диод опять потечет ток и увеличит напряжение на конденсаторе

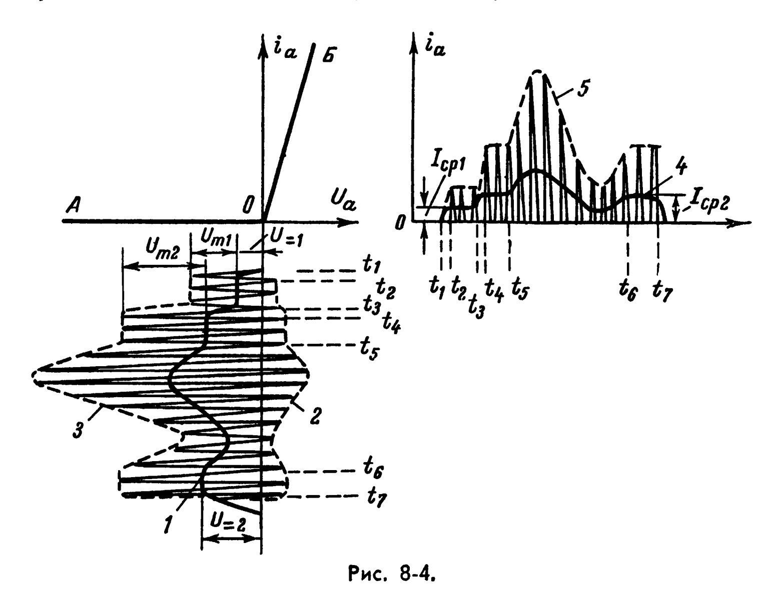


Рис. 8-4.

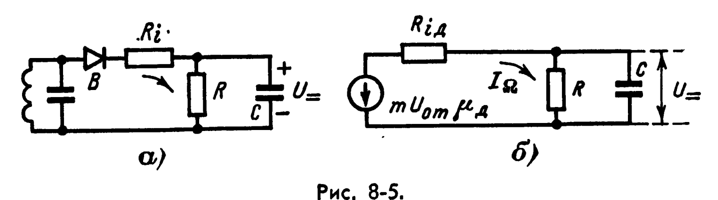


Рис. 8-5.

В следующий полупериод напряжение на конденсаторе снова несколько уменьшится. Таким образом, на нагрузке детектора появится постоянное по полярности напряжение $U_=$, экспоненциально изменяющееся в течение периода (в полупериод, когда входное напряжение положительное, оно возрастает; в полупериод, когда входное напряжение отрицательное, оно уменьшается). Это напряжение через колебательный контур подводится своим отрицательным потенциалом к аноду диода и смещает его рабочую точку влево, в область отрицательных

напряжений. Через некоторое время $t_2 - t_1$ в цепи нагрузки наступит динамическое равновесие, при котором увеличение напряжения на конденсаторе за полупериод положительного напряжения окажется равным его уменьшению за полупериод отрицательного входного напряжения. Эти колебания напряжения на нагрузке по отношению к амплитуде детектируемого сигнала при выполнении неравенства (8-7) оказываются очень малыми. Поэтому с небольшой погрешностью можно считать, что, начиная с момента времени t_2, напряжение на нагрузке становится постоянным и равным U_{-1}. Можно считать, что относительно этого напряжения и будет изменяться входной сигнал. Амплитуда сигнала U_{m1}, естественно, должна быть больше U_{-1}, так как при их равенстве тока через диод не должно быть, ибо на аноде диода напряжение не может стать больше нуля. Отношение этих напряжений

$$U_{-}/U_m = \mu_д \tag{8-9}$$

зависит как от параметров диода, так и от параметров нагрузки и называется внутренним коэффициентом усиления детектора. Оно возрастает с увеличением R, но всегда остается меньше единицы. Иначе говоря, внутренний коэффициент усиления диодного детектора показывает, какую долю от амплитуды детектируемого сигнала составляет постоянное (выпрямленное) напряжение на нагрузке детектора в установившемся режиме. Можно говорить, что он характеризует эффективность детектирования.

Пусть в момент времени t_3 амплитуда входного сигнала скачком возрастет до значения U_{m2}. При этом снова напряжение на нагрузке начнет увеличиваться и в момент времени t_4 наступит новое динамическое равновесие. При этом на нагрузке будет постоянное напряжение $U_{-2} > U_{-1}$. Но остается прежним отношение $U_{-2}/U_{m2} = \mu_д$ благодаря принятой (идеальной) форме вольт-амперной характеристики диода.

Для рассмотренной работы детектора характерно следующее. Чем больше амплитуда детектируемого сигнала, тем левее смещается рабочая точка в установившемся режиме, а уровень, относительно которого колеблется напряжение сигнала, приложенное к диоду, превращается в ступенчатую линию *1* (рис. 8-4). За счет этого нарушается симметрия правой *2* (полупериоды положительного напряжения) и левой *3* (полупериоды отрицательного напряжения) огибающих этого сигнала. Правая огибающая как бы сжимается, а левая — растягивается. У правой огибающей ступенька при переходе амплитуды сигнала от U_{m1} к U_{m2} становится меньше, чем у левой. Но сигнал на контуре остается, естественно, симметричным, соответствующим рис. 8-1, *а*, так как его форма определяется источником сигнала.

Если в момент времени t_5 сигнал подвергнется модуляции гармоническим напряжением, то и постоянное напряжение смещения рабочей точки U_{-} будет изменяться в соответствии с законом модуляции. При увеличении амплитуды сигнала рабочая точка диода будет смещаться влево и наоборот. Иначе говоря, напряжение смещения рабочей точки будет изменяться как бы в противофазе с изменением огибающей полупериодов, в течение которых сигнал остается положительным.

Ток через диод проходит лишь при положительном напряжении на аноде. Поэтому диаграмма токов в цепи диода будет соответствовать правой части рис. 8-4. Здесь огибающая импульсов тока в полупериоды положительного напряжения *5* повторяет по форме правую огибающую *2* левой части рис. 8-4. Усредненному значению тока соответствует кривая *4* Этот ток и будет создавать выходное напряжение на нагрузке детектора.

Поскольку между напряжениями U_m и U_- существует линейная зависимость (8-9), то огибающие *2* и *5* будут изменяться по тому же закону, что и огибающая входного сигнала. Поэтому и кривая усредненного тока *4* также изменяется по закону модуляции детектируемого сигнала.

По отношению к минимальному периоду модулирующего напряжения $T_{\Omega_{мин}} = 1/F_{макс}$ постоянная времени нагрузки выбирается на основании неравенства

$$T_{\Omega_{мин}} \gg RC, \tag{8-10}$$

при этом для токов модулирующих частот нагрузку можно практически считать чисто активной. Справедливость сказанного определяется тем, что при выполнении условия (8-10) вещественная часть сопротивления параллельно включенных резистора R и конденсатора C практически равна сопротивлению резистора R (см § 4-3). Аналогичный вывод следует из формулы (7-43), поскольку модуль результирующей проводимости цепочки RC будет практически определяться ее активной составляющей, т. е. сопротивлением резистора R. Поэтому напряжение на нагрузке по своей форме будет совпадать с кривой *4* усредненного тока. О таком детекторе говорят, что он безынерционен. Следовательно, *детектирование в идеальном детекторе происходит без нелинейных искажений*, хотя сам детектор и является нелинейной системой.

Как уже указывалось, внутренний коэффициент усиления детектора (8-9) линейно связывает амплитуду детектируемого сигнала с напряжением на нагрузке. Для АМС, изображенного на рис. 8-1, *а*, модулирующее напряжение сигнала является гармоническим с периодом колебания T_Ω и амплитудой mU_{0m}. Поэтому для токов с модулирующими частотами эквивалентную схему детектора (рис. 8-5, *а*) можно представить как на рис. 8-5, *б*. Здесь источником модулирующего напряжения является генератор с э. д. с., равной $mU_{0m}\mu_д$, и внутренним сопротивлением $R_{iд}$.

Для идеального диодного детектора при $R > 30R_i$

$$R_{iд} \approx 1{,}5\sqrt[3]{R_i^2 R}. \tag{8-11}$$

При $R < 30R_i$ внутреннее сопротивление детектора определяется по графикам, приведенным на рис. 8-6.

Обозначив комплексное сопротивление нагрузки через Z, легко получить амплитуду тока $I_{\Omega m} = \frac{mU_{0m}\mu_д}{R_{iд} + Z}$ и амплитуду напряжения на нагрузке $U_{\Omega m} = I_{\Omega m}Z$. Следовательно, согласно формуле (8-4) коэффициент передачи детектора

$$K_д = \mu_д \frac{Z}{R_{iд} + Z} = \mu_д \frac{1}{1 + R_{iд}/Z}. \tag{8-12}$$

С ростом частоты модуляции сопротивление Z уменьшается, так как при этом увеличивается шунтирующее действие конденсатора C на резистор R. Коэффициент передачи также уменьшается с ростом частоты модуляции в соответствии с кривой, изображенной на рис. 8-7. Эта зависимость определяет частотные искажения детектора на основании выражения (1-2). Анализ показывает, что данные искажения будут в допустимых пределах, если емкость конденсатора нагрузки удов-

летворяет неравенству

$$C \leqslant \frac{1}{2\pi F_{\text{в}}} \left(\frac{1}{R_{i\text{д}}} + \frac{1}{R} \right) \sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1}. \qquad (8\text{-}13)$$

На низких модулирующих частотах можно пренебречь шунтирующим действием конденсатора C на нагрузочный резистор R и считать $Z \approx R$. Тогда формула (8-12) запишется так:

$$K_{\text{д}} \approx \mu_{\text{д}} \frac{R}{R + R_{i\text{д}}}. \qquad (8\text{-}14)$$

Отсюда следует, что для повышения коэффициента передачи с учетом выражения (8-11) выгодно брать возможно большее сопротивление нагрузочного резистора, ограничиваемое неравенством (8-13). Кроме того, при выборе емкости конденсатора C следует учитывать неравенство (8-7). Анализ и опытные данные показывают, что обычно бывает достаточным, если $RC > 5T_0$. При большем значении RC увеличивается внутренний коэффициент усиления детектора.

Другим ограничением минимальной емкости конденсатора C является наличие у диода междуэлектродной емкости $C_{\text{ак}}$, показанной

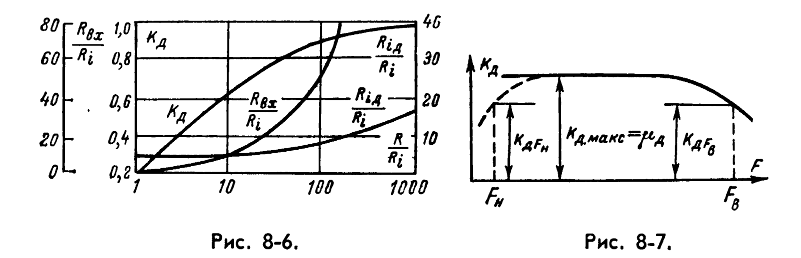


Рис. 8-6. Рис. 8-7.

штриховой линией на рис. 8-3, *а*. Из всего детектируемого сигнала, имеющегося на колебательном контуре, к диоду прикладывается та его часть, которая падает на плече $C_{\text{ак}}$ емкостного делителя $C_{\text{ак}}C$. Чем меньше емкость C, тем меньшая часть сигнала прикладывается к диоду и тем большая к нагрузке (последнее, кроме того, увеличивает коэффициент фильтрации). Поэтому следует брать

$$C > 20C_{\text{ак}}. \qquad (8\text{-}15)$$

Меньшая емкость также приводит к снижению внутреннего коэффициента усиления детектора.

При больших нагрузочных сопротивлениях ($R \gg R_i$) $\mu_{\text{д}} \approx 1$. Тогда согласно выражению (8-9) можно считать, что $U_{-} \approx U_m$. На основании этого легко определить входное сопротивление детектора из следующих энергетических соотношений. По определению (8-5) можно считать, что детектор потребляет от контура мощность сигнала $P_{\text{с}} = 0{,}5U_m I_{\text{вх}m} = 0{,}5U_m^2/R_{\text{вх}}$. С другой стороны, мощность выходного сигнала, выделяющаяся в нагрузочном сопротивлении, очевидно, будет $P_{\text{вых}} = U_{-}^2/R$. Пренебрегая потерями мощности в диоде, так как $R \gg R_i$, можно записать $P_{\text{с}} \approx P_{\text{вых}}$. Отсюда получаем:

$$R_{\text{вх}} \approx 0{,}5R. \qquad (8\text{-}16)$$

Таким образом, для повышения входного сопротивления последовательного диодного детектора выгодно брать большее нагрузочное сопротивление. Следует отметить, что формула (8-16) справедлива лишь при $\mu_д \approx 1$, т. е. при $R > 30R_i$. При малых нагрузочных сопротивлениях входное сопротивление детектора определяется графиком, изображенным на рис. 8-6.

С учетом междуэлектродной емкости диода $C_{ак}$ (см. рис. 8-3, *а*) можно определить коэффициент фильтрации для диодного детектора. Он, очевидно, равен отношению напряжения входного сигнала на нагрузке к полному входному напряжению. На основании формулы (8-7) для токов несущей частоты сигнала можно считать, что сопротивление нагрузки практически равно сопротивлению конденсатора C, т. е. $1/\omega_0 C$. Сопротивление диода для этих же токов будет примерно равно $1/\omega_0 C_{ак}$. Следовательно,

$$k_ф \approx \frac{C_{ак}}{C_{ак}+C}. \quad (8\text{-}17)$$

Из-за пульсирующего характера напряжения на конденсаторе C (рис. 8-8) коэффициент фильтрации детектора оказывается большим значения, определяющегося формулой (8-17), на 0,03—0,05.

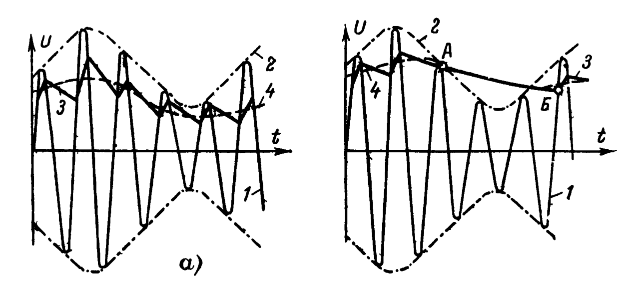


Рис. 8-8.

Наличие реактивных элементов (емкости или индуктивности) в цепях переменного тока приводит к тому, что токи и напряжения не совпадают на фазе. Это характеризует появление некоторой инерционности в цепи. Поэтому и нагрузка детектора, включающая в себя конденсатор C, также обладает определенной инерционностью для переменных токов модулирующей частоты. Большая инерционность (большая емкость конденсатора C) может привести к нелинейным искажениям даже в идеальном детекторе.

На рис. 8-8, *а* тонкой сплошной линией (кривая *1*) показан высокочастотный АМС, а штрихпунктирной линией (кривая *2*) — его огибающая. Кривая *3* (отрезки экспонент) показывает изменение напряжения на конденсаторе C за счет его подзаряда в течение положительных полуволн АМС и разряда в течение отрицательных полуволн. Если взять большую емкость конденсатора C, то увеличится и постоянная времени нагрузки RC. Разряд конденсатора станет происходить медленнее и при спаде амплитуд входного сигнала за счет модуляции может получиться так, что напряжение на конденсаторе к одной из следующих положительных полуволн АМС окажется больше амплитуды сиг-

нала в этом полупериоде. Ранее указывалось, что постоянное напряжение на нагрузке детектора отрицательным потенциалом приложено к аноду диода. Следовательно, если окажется, что $U_{-} > U_m$, то между катодом и анодом диода будет действовать отрицательное напряжение и диод будет закрыт. При этом подзаряда конденсатора во время положительных полуволн АМС не возникнет и напряжение на конденсаторе будет уменьшаться по экспоненте. Такой разряд продлится до тех пор, пока во время одной из положительных полуволн амплитуда входного сигнала не превысит напряжение на конденсаторе C. Этому соответствует точка $Б$ на рис. 8-8, *б*. Таким образом, между точками $А$ и $Б$ напряжение на нагрузке детектора будет изменяться по экспоненте, а не по закону модуляции, что и характеризует появление нелинейных искажений. Подобные искажения сильнее проявляются при более крутом спаде кривой закона модуляции сигнала. При модуляции гармоническим сигналом сказанное будет справедливо при больших частоте и коэффициенте модуляции. Анализ показывает, что искажения за счет инерционности нагрузки детектора отсутствуют, если емкость конденсатора C удовлетворяет неравенству [26]

$$C < \sqrt{1 - m_{\text{макс}}^2} / 2\pi F_{\text{в}} R m_{\text{макс}}. \qquad (8\text{-}18)$$

В радиовещании максимальный коэффициент модуляции достигает 0,9—0,95. Но такое его значение бывает сравнительно редко. Поэтому при расчете по формуле (8-18) можно брать $m_{\text{макс}} = 0{,}8 \div 0{,}85$.

Согласно сказанному ранее (см. рис. 8-4) напряжение на нагрузке детектора представляет собой сумму постоянного напряжения, равного $\mu_{\text{д}} U_m$, и переменного с частотой модуляции F и амплитудой $\mu_{\text{д}} m U_m$. Из этих двух напряжений на вход первого каскада низкочастотного тракта необходимо передать только переменное напряжение. Постоянное напряжение, попадая на вход этого каскада, изменит положение рабочей точки его электронного прибора. При приеме сигналов различных станций значение U_m на входе детектора изменяется. Поэтому нельзя обеспечить постоянство рабочей точки первого каскада низкочастотного тракта за счет некоторой корректировки его исходного смещения При больших изменениях U_m рабочая точка электронного прибора может сместиться в криволинейный участок характеристики, а это вызовет резкое повышение нелинейных искажений. Чтобы постоянное напряжение с нагрузки детектора не поступало на вход следующего каскада, между ними ставят разделительную цепочку $C_{\text{б}} R_{\text{б}}$, показанную на рис. 8-3, *а*. При неправильном выборе параметров этой цепочки могут возникнуть большие амплитудно-частотные и нелинейные искажения.

Согласно рис. 8-3, *а* выходное переменное напряжение прикладывается к делителю напряжения, состоящему из цепочки $C_{\text{б}} R_{\text{б}}$. На вход следующего каскада передается только та его часть, которая падает на резисторе $R_{\text{б}}$. Следовательно, чем ниже частота модуляции сигнала, тем меньшая доля напряжения с выхода детектора передается на вход следующего каскада. А это характеризует завал частотной характеристики в области низших частот модуляции. Частотная характеристика детектора вместе с переходной цепочкой в области нижних модулирующих частот имеет вид, показанный на рис. 8-7 штриховой линией. Поэтому конденсатор $C_{\text{б}}$ должен представлять малое сопротивление на нижней модулирующей частоте по сравнению с резистором $R_{\text{б}}$. Амплитудно-частотные искажения будут в допустимых пределах, если

$$C_{\text{б}} \geq 1/2\pi F_{\text{н}} R_{\text{б}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}. \qquad (8\text{-}19)$$

При выборе емкости конденсатора $C_б$ из этого условия с небольшой погрешностью можно считать, что для переменных токов резистор $R_б$ оказывается включенным параллельно резистору R. За счет этого нагрузка детектора для переменных токов становится меньше нагрузки для постоянных токов R:

$$R_{\sim}=\frac{R_б R}{R_б+R}<R. \tag{8-20}$$

Это может привести к появлению нелинейных искажений, особенно при больших коэффициентах модуляции, а также к некоторому снижению коэффициента передачи детектора (в $R_{\sim}/R$ раз). Сказанное подтверждают диаграммы, приведенные на рис. 8-9. Здесь выполнено

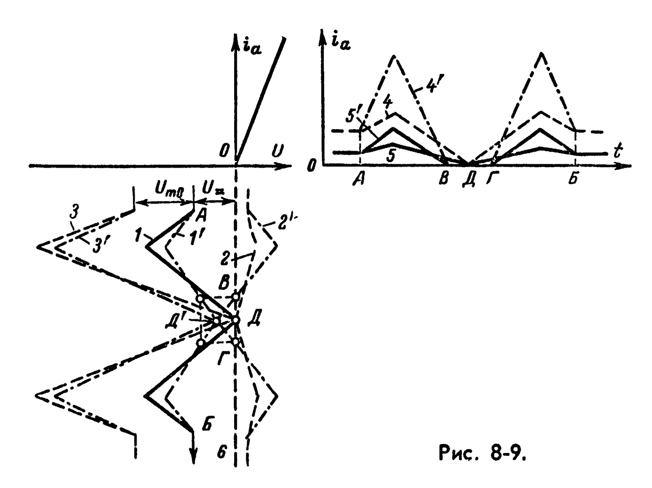


Рис. 8-9.

построение, аналогичное рис. 8-4. Но с целью упрощения на рисунке не показано само высокочастотное напряжение, а даны лишь его огибающие *2* и *3* для случая $m=1$ при треугольной форме модулирующего напряжения. Ломаная линия *1* соответствует изменению напряжения на нагрузке при отсутствии цепочки $R_б C_б$. Этому же случаю на правой части рисунка соответствуют линии огибающей импульсов тока *4* и усредненных значений тока *5*.

При подключении цепочки $R_б C_б$ сопротивление нагрузки для переменных токов уменьшается до значения, определяемого формулой (8-20). Поэтому при тех же токах диода должна уменьшиться амплитуда переменной составляющей напряжения на нагрузке детектора, что и показывает ломаная линия *1'*. Она будет как бы осью симметрии огибающих высокочастотного сигнала, приложенного к диоду. Поэтому огибающие этого сигнала изобразятся ломаными линиями *2'* и *3'*. Но сопротивление нагрузки детектора для постоянного тока, определяющее постоянное выпрямленное напряжение ($U_= = \mu_д U_m$), при наличии цепочки $R_б C_б$ остается прежним и равным R. Поэтому среднее положение линии *1'* остается на том же уровне, что и линии *1*, т. е. левее нулевого напряжения на величину $\mu_д U_m = U_=$. Рассматривая ход огибающей *2'*, замечаем, что она пересекает линию нулевого напряжения *6* в точке *В*.

При дальнейшем уменьшении огибающей результирующее напряжение между катодом и анодом диода становится отрицательным, что приводит к закрыванию диода. При закрытом диоде конденсатор $C_б$ начнет разряжаться через резисторы R и $R_б$. Разряд происходит очень медленно, так как емкость конденсатора $C_б$ согласно выражению (8-19) выбирается достаточно большой. Разряд конденсатора прекратится в момент времени, когда огибающая *2* вновь пересечет линию нулевого напряжения *6* в точке *Г*. С учетом сказанного в интервале времени от точки *В* до точки *Г* напряжение на нагрузке детектора практически будет постоянным, а усредненное значение тока равным нулю, что и показано в правой части рис. 8-9. Таким образом, форма выходного напряжения на участке от точки *В* до точки *Г* существенно отличается от огибающей детектируемого сигнала, а это характеризует появление нелинейных искажений. Подобные искажения при одинаковых параметрах элементов схемы детектора скорее наступят при бóльших значениях коэффициента модуляции. Анализ показывает, что нелинейные искажения отсутствуют, если выполняется неравенство

$$R_{\sim} > mR. \qquad (8\text{-}21)$$

Для его реализации согласно выражению (8-20) сопротивление переходной цепочки $R_б$ должно быть значительно больше сопротивления нагрузочного резистора R. Так, при $m = 0{,}8$ должно быть $R_б > 4R$.

В ламповых приемниках сопротивление резистора переходной цепочки можно брать равным 1,5—2 МОм, так как входная проводимость лампы практически равна нулю. Поэтому нагрузку детектора допустимо увеличивать до 0,2—0,3 МОм. При таком сопротивлении нагрузки коэффициент передачи детектора практически равен единице, а входное сопротивление больше 100 кОм, что вполне допустимо.

В транзисторных приемниках входное сопротивление первого каскада низкочастотного тракта при схеме с общим эмиттером обычно близко к 1 кОм. Поэтому сопротивление переходной цепочки не имеет смысла брать более 1—5 кОм, так как результирующее сопротивление параллельно включенных резисторов $R_б$ и $R_{вх}$ определится меньшим из них и будет близким к 1 кОм. При столь малом значении входного сопротивления первого каскада низкочастотного тракта согласно выражениям (8-21) и (8-20) сопротивление нагрузки детектора не должно превышать нескольких сотен ом. А при таком его значении коэффициент передачи и входное сопротивление детектора (см. рис. 8-6) будут чрезмерно малы, что недопустимо. Для устранения отмеченных противоречий применяют: деление нагрузки детектора на две части $R_1 + R_2 = R$, последовательное включение в базовую цепь первого каскада низкочастотного тракта добавочного резистора $R_д$ и неполное включение детектора к контуру, позволяющее ослабить шунтирующее действие малого входного сопротивления детектора.

На рис. 8-10 приведена схема детектора с делением нагрузки и включением добавочного резистора. Соответственно этой схеме к нагрузке детектора от входа первого каскада низкочастотного тракта подключается сопротивление

$$R'_{вх} = R_д + R_{вх}. \qquad (8\text{-}22)$$

Выбирая $R_д \gg R_{вх}$, можно получить достаточно большое значение $R'_{вх}$.

Резистор R_2 служит частью нагрузки детектора, к которой подключается вход следующего каскада. Он также является ручным регуля-

тором громкости: передвижением его подвижного контакта вверх громкость (усиление) увеличивается и наоборот.

С учетом добавочных резисторов из полного выходного напряжения, создающегося на всей нагрузке ($R = R_1 + R_2$), на вход следующего каскада подается только его часть, получающаяся за счет деления на двух делителях. Первый делитель образуют резисторы R_1 и R_2. Его коэффициент деления при максимальной громкости равен $R_2/(R_1 + R_2)$. Второй делитель создается резистором $R_д$ и входным сопротивлением следующего каскада $R_{вх}$. Его коэффициент деления равен $R_{вх}/(R_д + R_{вх})$. Если коэффициент передачи детектора с нагрузкой $R_1 + R_2$ равняется $K_д$, то коэффициент передачи всей схемы от входа детектора до входа следующего каскада запишется формулой

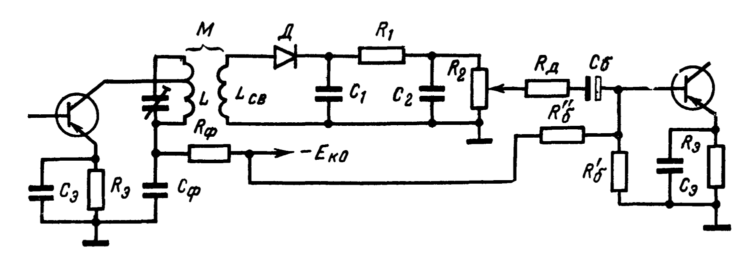


Рис. 8-10.

$$K'_д = K_д \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_{вх}}{R_д + R_{вх}}. \quad (8\text{-}23)$$

Наименьшее отношение сопротивлений нагрузки детектора переменному и постоянному токам имеет место для верхнего положения ручного регулятора громкости (максимум громкости) и определяется согласно выражениям (8-20) и (8-22) соотношением

$$\frac{R_\sim}{R} = \frac{R_1 + R_2 R'_{вх}/(R_2 + R'_{вх})}{R_1 + R_2}. \quad (8\text{-}24)$$

При заданном максимальном коэффициенте модуляции сопротивление дополнительного резистора должно быть

$$R_д = \frac{[m_{макс}(R_1 + R_2) - R_1]\, R_2}{(R_1 + R_2)(1 - m)} - R_{вх}. \quad (8\text{-}25)$$

Для увеличения отношения $R_\sim/R$ желательно брать большими сопротивления резисторов R_1 и $R_д$, но согласно формуле (8-23) это снижает $K'_д$. Поэтому обычно берут

$$R_1 \approx (0{,}2 \div 0{,}3)\, R; \quad R_2 \approx (0{,}7 \div 0{,}8)\, R \text{ и } R_д \approx 3R_2 - R_{вх}. \quad (8\text{-}26)$$

Здесь $R = R_1 + R_2$ — полное сопротивление нагрузки детектора постоянному току, определяющее его входное сопротивление.

При реальном диоде за счет наличия обратной проводимости входное сопротивление детектора будет меньше, чем определяемое выражением (8-16) или графиком, приведенным на рис. 8-6. Объясняется это

тем, что для токов с частотой сигнала на входе детектора оказывается включенной обратная проводимость диода $g_{i обр} = 1/R_{i обр}$, так как сопротивление конденсатора C (см. рис. 8-3, *а*) или C_1 (см. рис. 8-10) на частоте сигнала очень мало. В этом случае вместо формулы (8-16) следует пользоваться уравнением

$$R'_{вх} = \frac{R_{вх} R_{i\,обр}}{R_{вх} + R_{i\,обр}}. \tag{8-27}$$

Схема деления нагрузки детектора на две части улучшает коэффициент фильтрации, так как резистор R_1 и конденсатор C_2 создают для напряжения с промежуточной частотой добавочный делитель с коэффициентом деления $1/\omega_{пр} \quad C_2 \sqrt{R_1^2 + 1/\omega_{пр}^2 C_2^2}$. Но так как обычно $R_1 \gg 1/\omega_{пр} C_2$, то

$$k_ф \approx \frac{C_{ак}}{C_{ак} + C_1} \frac{1}{R_1 \omega_{пр} C_2}. \tag{8-28}$$

В параллельном диодном детекторе физические процессы протекают практически так же, как и в последовательном. Вследствие этого входное сопротивление нелинейного элемента — диода в параллельном детекторе определится формулой (8-16) Основное отличие параллельного детектора от последовательного заключается в том, что согласно рис. 8-3, *б* нагрузочный резистор для токов промежуточной частоты оказывается включенным параллельно контуру. Поэтому входное сопротивление параллельного детектора

$$R_{вх.пар} = \frac{R_{вх.посл} R}{R_{вх.посл} + R}. \tag{8-29}$$

При $R > 30R_i$ согласно выражению (8-16)

$$R_{вх.пар} = R/3. \tag{8-30}$$

В случае необходимости для улучшения фильтрации напряжения промежуточной частоты можно использовать добавочное RC-звено. Им, например, может служить цепочка, состоящая из резистора $R_д$ и входной емкости следующего каскада $C_{вх}$ (см. рис. 8-10). Коэффициент фильтрации такого звена

$$k_ф = \frac{1}{\omega_{пр} C_{вх} \sqrt{R_д^2 + 1/\omega_{пр}^2 C_{вх}^2}}. \tag{8-31}$$

Достоинством параллельного детектора является возможность его применения при автотрансформаторном включении контура в коллекторную цепь транзистора предыдущего каскада. В этом случае контур используется для подачи питающего напряжения на коллектор, что исключает возможность применения последовательного детектора.

Пример 8-1. Рассчитать параметры последовательного диодного детектора, выполненного на диоде Д9А, полагая $F_н = 50$ Гц, $F_в = 4{,}5$ кГц, $M_н = M_в = 1{,}1$, $m_{макс} = 0{,}8$. Перед детектором стоит каскад, рассчитанный в примере 7-4. Первый каскад низкочастотного тракта имеет входную проводимость 1 мСм. Амплитуда входного сигнала превышает 0,5 В.

Из приложения 1 вписываем параметры диода: $S = 10$ мСм, $S_{обр} = 0{,}025$ мкСм, $C_{ак} = 1$ пФ. Тогда $R_i = 1/S = 1/10^{-2} = 100$ Ом. Из данных примера 7-4 имеем: $\delta_э = 0{,}0171$; $\delta = 0{,}015$; $g = 10^{-5}$ См. Расчет

ведем применительно к схеме, изображенной на рис. 8-10. Чтобы $K_д \approx 0.85$, согласно графику, представленному на рис. 8-6, нужно взять сопротивление нагрузки детектора постоянному току $R = 50R_i = 5000$ Ом. В соответствии с формулами (8-26) и с учетом приложения 3 принимаем $R_1 = 1{,}3$, кОм и $R_2 = 3{,}6$ кОм.

Для выбранных параметров $R/R_i = 4900/100 = 49$. По графикам, изображенным на рис. 8-6, находим: $K_д = 0{,}85$, $R_{вх} = 2{,}8$ кОм и $R_{iд} = 600$ Ом.

Согласно формуле (8-25)

$$R_д = \frac{[0{,}8\,(1{,}3 \cdot 10^3 + 3{,}6 \cdot 10^3) - 1{,}3 \cdot 10^3]\, 9{,}6 \cdot 10^3}{(1{,}3 \cdot 10^3 + 3{,}6 \cdot 10^3)\,(1 - 0{,}8)} - 10^3 = 8{,}6 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

По приложению 3 выбираем резистор с сопротивлением 9,1 кОм.

По формуле (8-15) минимальная емкость конденсатора $C_1 = 20 \cdot 1 = 20$ пФ. Из условия отсутствия инерционности (8-18)

$$C_1 \leqslant \frac{\sqrt{1 - 0{,}8^2}}{6{,}28 \cdot 4{,}5 \cdot 10^3 \cdot 4{,}9 \cdot 10^3 \cdot 0{,}8} = 5{,}4 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Для обеспечения заданного уровня частотных искажений согласно формуле (8-13)

$$C_1 \leqslant \frac{1}{6{,}28 \cdot 4{,}5 \cdot 10^3} \left(\frac{1}{600} + \frac{1}{4900} \right) \sqrt{1{,}1^2 - 1} = 3 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}.$$

Выбираем по приложению 3 $C_1 = 4300$ пФ.

Чтобы сопротивление конденсатора C_2 на промежуточной частоте было много меньше сопротивления резистора R_1, находим C_2 из условия $1/\omega_{по} C_2 \leqslant 0{,}05 R_1$:

$$C_2 \geqslant \frac{20}{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 1{,}3 \cdot 10^3} = 5{,}3 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Выбираем по приложению 3 $C_2 = 5600$ пФ.

Полный коэффициент передачи определяем из формулы (8-23):

$$K'_д = 0{,}85 \frac{3{,}6 \cdot 10^3}{(1{,}3 + 3{,}6)\, 10^3} \frac{10^3}{9{,}1 \cdot 10^3 + 10^3} = 0{,}065.$$

Коэффициент фильтрации согласно выражению (8-28)

$$k_ф \approx \frac{1 \cdot 10^{-12}}{1 \cdot 10^{-12} + 4{,}3 \cdot 10^{-9}} \frac{1}{1{,}3 \cdot 10^3 \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 5{,}6 \cdot 10^{-9}} = 1{,}1 \cdot 10^{-5},$$

что вполне достаточно, так как на три порядка меньше допустимого.

Полагая $R_б$ равным входному сопротивлению первого каскада низкочастотного тракта, вычисляем по формуле (8-19)

$$C_б \geqslant \frac{1}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 10^3} \frac{1}{\sqrt{1{,}1^2 - 1}} = 7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$$

Выбираем по приложению 3 электролитический конденсатор $C_б = 10$ мкФ.

Применительно к рассматриваемому случаю формулу (7-26) можно записать так: $p_2 = \sqrt{G_1/G_{вх}}$. Учитывая обратную проводимость диода, находим $G_{вх} = 1/R_{вх} + G_{обр} = 1/2800 + 2{,}5 \cdot 10^{-9} = 3{,}57 \cdot 10^{-4}$ См. При

столь малом нагрузочном сопротивлении влияние обратной проводимости диода практически ничтожно. Окончательно имеем $p_2 = \sqrt{10^{-5}/3,57 \cdot 10^{-4}} = 0,53$.

8-3. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ДВУХ СИГНАЛОВ

Иногда на вход детектора поступают два и более сигналов одновременно. Вторым сигналом может быть помеха по соседнему каналу. Поэтому важно выяснить особенности работы детектора при подведении к нему двух сигналов.

1. **Детектирование двух немодулированных сигналов.** Подведем ко входу детектора два немодулированных сигнала: $u_{c1} = U_{m1} \sin \omega_1 t$ и $u_{c2} = U_{m2} \sin \omega_2 t$. Несущие частоты этих сигналов различны и $U_{m1} > U_{m2}$. Результирующее входное напряжение детектора можно определить с помощью сложения сигналов на векторной диаграмме (рис. 8-11). Здесь вектор первого сигнала U_{m1} неподвижен. Начало вектора второго сигнала U_{m2} совмещено с концом вектора первого сигнала, что требуется правилом сложения векторов. Второй вектор должен быть представлен вращающимися вокруг точки O_2, так как несущие частоты сигналов различны. Круговая частота его вращения равна разности круговых частот сигналов $\Omega = \omega_1 - \omega_2$. В случае равенства частот обоих сигналов вектор второго сигнала будет также неподвижен.

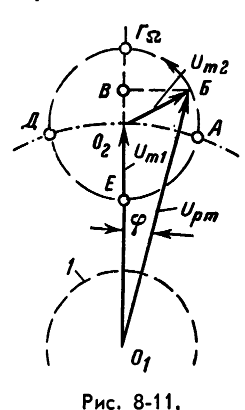


Рис. 8-11.

Вектор результирующего сигнала U_{pm}, равный сумме складываемых векторов, имеет начало в точке O_1 и конец в точке *Б*. При различных частотах сигналов конец вектора U_{m2} будет двигаться по окружности *АБГДЕ*. Эта же окружность определит траекторию движения конца вектора U_{pm}. При таком движении вектор результирующего напряжения представится изменяющимся по длине и по направлению (качающимся относительно среднего положения вдоль вектора U_{m1}). Изменение длины вектора соответствует амплитудной модуляции результирующего сигнала. При этом коэффициент модуляции

$$m = U_{m2}/U_{m1}. \qquad (8\text{-}32)$$

Качание вектора относительно среднего положения определяет периодическое изменение частоты результирующего сигнала, что соответствует частотной модуляции. На относительно небольшие изменения частоты входного сигнала детектор АМС не реагирует. А изменения амплитуды АМС вызовут соответствующие изменения выходного напряжения детектора. Огибающая результирующего сигнала представлена на рис. 8-12. Согласно рис. 8-11 амплитуда результирующего сигнала превышает амплитуду первого (большего) сигнала U_{m1} до тех пор, пока конец вектора U_{pm} движется по дуге *АГД* и будет меньше U_m, когда конец этого вектора проходит дугу *ДЕА*. Движение концов векторов U_{m2} и U_{pm} по окружности происходит равномерно. Поэтому

превышение над амплитудой первого сигнала будет в течение большего времени T_+ по сравнению с интервалом времени T_-, когда амплитуда результирующего сигнала становится меньше U_{m1}. Таким образом, огибающая изменения амплитуд результирующего сигнала имеет различные длительности полупериодов. Это различие увеличивается по мере приближения амплитуды второго (меньшего) сигнала к амплитуде первого (большего) сигнала. При равенстве амплитуд в моменты времени, соответствующие точкам E, результирующее напряжение равно нулю.

В радиотехнике огибающую двух гармонических сигналов с различными амплитудами и частотами принято называть *кривой биений*.

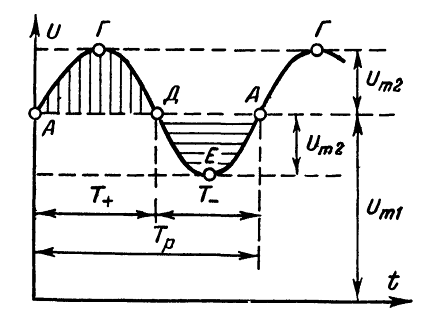


Рис. 8-12.

Резюмируя, можно сказать, что при подведении к детектору двух сигналов с различными амплитудами и частотами результирующее напряжение представляет собой сигнал, имеющий амплитудную модуляцию по кривой биений с коэффициентом модуляции, определяемым формулой (8-32), и частотную модуляцию. Для обоих видов модуляции частота модуляции равна разности несущих частот сигналов. Следовательно, на нагрузке детектора получится напряжение, соответствующее кривой биений этих сигналов, показанной на рис. 8-12. По мере увеличения различия в амплитудах входных сигналов кривая биений приближается к синусоиде и практически становится ею при $U_{m1} > 5U_{m2}$. Если частота кривой биений $F = 1/T_p$ находится в пределах полосы пропускания низкочастотного тракта приемника, то на выходе приемника будет прослушиваться сигнал с частотой биений. При частотах более 1—3 кГц эти сигналы слышатся как «свисты». Поэтому помехи, проявляющиеся в результате одновременного детектирования полезного и мешающего сигналов, сопровождаются «свистом».

На основании формул (8-4) и (8-32) амплитуда выходного напряжения детектора при детектировании двух немодулированных сигналов оказывается равной амплитуде меньшего сигнала, умноженной на коэффициент передачи детектора:

$$U_{\Omega m} = K_д U_{m2}. \tag{8-33}$$

2. Гетеродинный детектор. Рассмотренное свойство детектора АМС используется в гетеродинном детекторе, схема которого приведена на рис. 8-13, причем один из последних контуров УНПЧ связан со специальным гетеродином, частота колебаний которого $f_г$ отличается от промежуточной частоты приемника на некоторую частоту F, входящую в полосу пропускания низкочастотного тракта. Связь с гетеродином выбирается такой, чтобы на входе детектора амплитуда напряжения гетеродина превышала в 5—10 раз амплитуду наибольшего полезного сигнала. В этом случае кривая биений будет достаточно близка к синусоиде.

При отсутствии принимаемого сигнала к детектору подводится лишь напряжение гетеродина. На его выходе при этом будет постоян-

ное напряжение, равное $K_д U_{гm}$. Однако на выход приемника это напряжение не пройдет из-за наличия конденсатора $C_б$ и других разделительных конденсаторов. Если же появится полезный сигнал, то на выходе детектора и выходе приемника будет сигнал с разностной частотой F, который будет хорошо слышен.

Человеческое ухо наиболее чувствительно к сигналам с частотой 1—2 кГц. Поэтому при обеспечении такой разностной частоты (подбором частоты гетеродина) можно добиться успешного приема очень слабых сигналов, даже таких, которые чуть меньше уровня помех. С учетом сказанного в профессиональных и радиолюбительских приемниках для приема телеграфных сигналов без тональной модуляции предусмотрена регулировка частоты гетеродина детектора. Пользуясь ручкой регулировки, оператор выбирает для себя наиболее удобную частоту биений.

3. **Детектирование большого немодулированного и малого модулированного сигналов.** Рассмотрим этот процесс при разнице несущих частот больше частоты модуляции и верхней граничной частоты низкочастотного тракта. Соседние частоты радиовещательных передатчиков

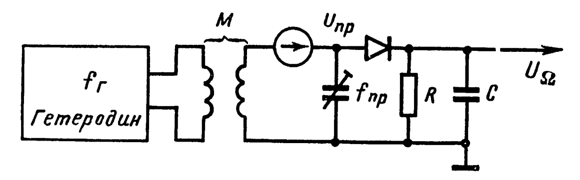


Рис. 8-13.

отстоят друг от друга на 9 кГц. Поэтому мешающие сигналы соседних каналов могут отличаться по частоте от несущей полезного сигнала на 9, 18, 27 кГц и т. д. Эти значения больше максимальных частот модуляции и верхней граничной частоты низкочастотного тракта радиовещательных и связных приемников. Поэтому при одновременном детектировании любого из этих сигналов вместе с полезным напряжение с частотой биений практически не пройдет через низкочастотный тракт приемника.

Наличие модуляции меньшего сигнала характеризуется тем, что в соответствии с законом модуляции изменяется его амплитуда. Для положительной волны модулирующего напряжения точки *Г* (см. рис. 8-12) будут подниматься, а точки *Е* — опускаться. Точки же *А* и *Д* останутся на том же уровне, так как амплитуда большего сигнала сохраняется постоянной. Для отрицательной волны модулирующего напряжения точки *Г* будут понижаться, точки *Е* — повышаться. Среднее значение амплитуд результирующего напряжения за период кривой биений отличается от U_{m1} на величину, пропорциональную разнице площадей ее положительного (заштрихованного вертикально) и отрицательного (заштрихованного горизонтально) полупериодов. Этой же величине будет пропорционально среднее значение тока в нагрузке детектора, а следовательно, и детекторный эффект. Но чем больше разница между амплитудами несущих сигналов, тем симметричнее кривая биений и меньше будет изменяться среднее значение тока за период кривой биений за счет модуляции малого сигнала. Поэтому принято говорить, что при наличии на входе детектора двух сигналов больший сигнал уменьшает детекторный эффект от меньшего сигнала или что

больший сигнал в детекторе подавляет меньший. Количественно это можно характеризовать уменьшением коэффициента передачи детектора для меньшего сигнала. Анализ показывает что для меньшего сигнала коэффициент передачи [3, 26]

$$K'_{д} = 0{,}5 K_{д} U_{m2}/U_{m1}. \tag{8-34}$$

Это явление иногда называют свойством избирательного детектирования, так как оно может существенно влиять на избирательность приемника. Если полезный сигнал на входе детектора больше мешающего, то детектор позволит еще ослабить помеху и будет способствовать повышению избирательности. Когда помеха на входе детектора окажется больше сигнала, то она ослабит детекторный эффект для полезного сигнала и как бы ухудшит избирательность приемника. Именно это явление учитывается при снятии кривых двухчастотной избирательности (см. § 1-2). Оно же определяет достаточно высокие требования избирательности по соседнему каналу, чтобы мешающий сигнал на входе детектора всегда был меньше полезного.

4. **Детектирование двух модулированных сигналов с разными несущими частотами и амплитудами.** Такое детектирование также приводит к тому, что для сильного сигнала коэффициент передачи детектора сохраняет свое значение неизменным, а для слабого он уменьшается и характеризуется уравнением (8-34). Поэтому отношение напряжений этих сигналов на выходе детектора определяется формулой

$$\frac{U_{\Omega 2}}{U_{\Omega 1}} = 0{,}5\,\frac{m_2}{m_1}\,\frac{U_{m2}^2}{U_{m1}^2}. \tag{8-35}$$

Приведенные соотношения справедливы, если детектор безынерционен для частоты биений, когда согласно выражению (8-10) $T_р \gg RC$. Если указанное неравенство не выполняется, то детектор инерционен для частоты биений и подавление меньшего сигнала бо́льшим ослабляется. Объясняется это тем, что при большой инерционности нагрузки детектора изменение напряжения на конденсаторе C происходит гораздо медленнее, чем изменение огибающей детектируемого сигнала, т. е. в данном случае огибающей кривой биений. Поэтому напряжение на конденсаторе C за период кривой биений будет близко к своему максимальному значению ($U_{m1} + U_{m2}$), которое изменяется по закону модуляции меньшего сигнала. Следовательно, детекторный эффект для меньшего сигнала станет больше.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каково назначение детектора? В чем состоит физическая сущность процесса детектирования?
2. Сформулируйте определения основных характеристик детектора.
3. В чем отличие формы входного сигнала от напряжения, приложенного к диоду детектора?
4. Чему равен коэффициент передачи диодного детектора и какова его зависимость от параметров схемы?
5. Каковы критерии выбора параметров нагрузки диодного детектора?
6. При каких условиях возникают нелинейные искажения, вызванные инерционностью нагрузки детектора и различием ее сопротивления постоянному и переменному токам?

7. Для каких целей служит разделительная цепочка от детектора к первому каскаду низкочастотного тракта?

8 Какова зависимость входного сопротивления детектора от сопротивления его нагрузки?

9. В чем преимущества и недостатки деления нагрузки детектора на две части?

10. Каковы условия обеспечения допустимого уровня амплитудно-частотных искажений в детекторе?

11. Каковы пути уменьшения коэффициента фильтрации?

12. В чем сущность физических процессов при детектировании двух немодулированных сигналов?

13. Каковы назначение и принцип осуществления гетеродинного детектора?

14. В чем сущность подавления слабого сигнала сильным в детекторе? На какие параметры приемника и как влияет это явление?

ЗАДАЧИ

8-1. Каковы должны быть параметры нагрузки последовательного диодного детектора, выполненного по исходным данным примера 8-1, если $m_{макс} = 0{,}7$?

Ответ: $R = R_1 + R_2 = (1{,}3 + 3{,}9)$ кОм; $C_1 = 7300$ пФ.

8-2. Определить сопротивление добавочного резистора при $m_{макс} = 0{,}7$ по данным примера 8-1.

Ответ: 4,35 кОм.

8-3 Определить коэффициент фильтрации детектора, выполненного по данным примера 8-1, при отсутствии деления нагрузки ?

Ответ: 0,00023.

8-4. Как изменится отношение сигнал/помеха на выходе детектора, если $m_1 = m_2$ и $U_{cm} = 5U_{пm}$?

Ответ: уменьшится в 10 раз.

ГЛАВА 9

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

9-1. ПРИНЦИП РАБОТЫ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Согласно описанным в § 8-3 свойствам детектора ослабление мешающих сигналов соседних каналов должно быть существенно больше максимально возможного отношения помеха/сигнал на входе приемника. При приеме сигналов дальних или маломощных станций при близко расположенных мощных мешающих станциях указанное отношение может достигать 60—100 дБ. Именно это обстоятельство определяет высокие требования к избирательности по соседнему каналу (до 80—100 дБ) в профессиональных связных и радиолюбительских приемниках. В приемнике прямого усиления с переменной настройкой избирательными системами радиочастотного тракта могут служить лишь одиночные колебательные контуры, так как более сложные избирательные системы

чрезвычайно громоздки и дороги. Полосы пропускания указанных приемников обычно не шире 6—9 кГц. Ближайший соседний канал имеет расстройку 9 кГц. Поэтому для удовлетворения отмеченных выше требований к избирательности необходимо иметь коэффициент прямоугольности, определяемый при ослаблении 1000, не более 2—3, а при ослаблении 100— менее 1,5—1,7. Согласно табл. 5-1 резонансный усилитель таких параметров не обеспечивает, но шестикаскадный двухконтурный усилитель имеет $K_{п1000} = 3$. С другой стороны, согласно выражениям (7-8) и (4-28) эквивалентное затухание колебательных контуров n-каскадного резонансного усилителя

$$\delta_э = \frac{П_{ус}}{f_0} \Psi_1 (n). \qquad (9\text{-}1)$$

Из рассмотренных ранее примеров следует, что в ламповых приемниках невозможно обеспечить эквивалентное затухание колебательных контуров менее 0,008—0,01, а в транзисторных менее 0,015—0,02. Для улучшения избирательности нужно брать большое число каскадов. Но даже при шести каскадах, что конструктивно трудно осуществимо и весьма дорого, полосу пропускания 6—9 кГц в соответствии с формулой (9-1) можно получить в ламповых приемниках прямого усиления на частотах ниже 1,7—3,2 МГц, а в транзисторных — на частоте ниже 1,1—1,6 МГц. Таким образом, указанную полосу пропускания приемник прямого усиления может обеспечить лишь в диапазонах гектометровых и более длинных волн. Это количественно подтверждает вывод, сделанных в § 1-3 о том, что приемники прямого усиления не могут обеспечить хорошей избирательности в диапазонах декаметровых и более коротких волн.

Сигнал, подводимый на вход детектора, должен иметь амплитуду не менее 0,5 В. Поэтому при высокой чувствительности приемника (единицы и десятки микровольт) коэффициент усиления радиочастотного тракта должен быть более 10^4—10^5 раз.

В примерах гл. 6 было показано, что устойчивый коэффициент усиления (6-32) транзисторных каскадов в декаметровом диапазоне волн не превышает нескольких единиц. Следовательно, в приемниках прямого усиления, работающих в этом диапазоне, до детектора нужно применять не менее 8—10 каскадов. С конструктивной и экономической точек зрения подобное решение практически неприемлемо. Таким образом, в диапазонах декаметровых и более коротких волн транзисторные приемники прямого усиления не могут обеспечить хорошую чувствительность. Ламповые приемники прямого усиления обеспечивают необходимую чувствительность лишь на декаметровых и более длинных волнах. Отмеченные недостатки исключили применение схемы прямого усиления в современных ламповых и транзисторных приемниках с высокой чувствительностью и хорошей избирательностью.

Характерным элементом супергетеродинного приемника является преобразователь частоты (ПЧ). Он является нелинейным элементом и служит для преобразования принятого сигнала в другой, более удобный для усиления и обеспечения хорошей избирательности. Как было показано в § 1-3, это преобразование состоит в изменении частоты несущей при сохранении закона модуляции сигнала. На рис. 9-1, *а* показан входной сигнал ПЧ с несущей частотой f_c и гармоническим законом модуляции с частотой F. Согласно выражениям (8-2) и (8-3) спектр этого сигнала будет иметь вид, изображенный на рис. 9-1, *б*. На рис. 9-1, *в* показано выходное напряжение ПЧ. Его несущая частота

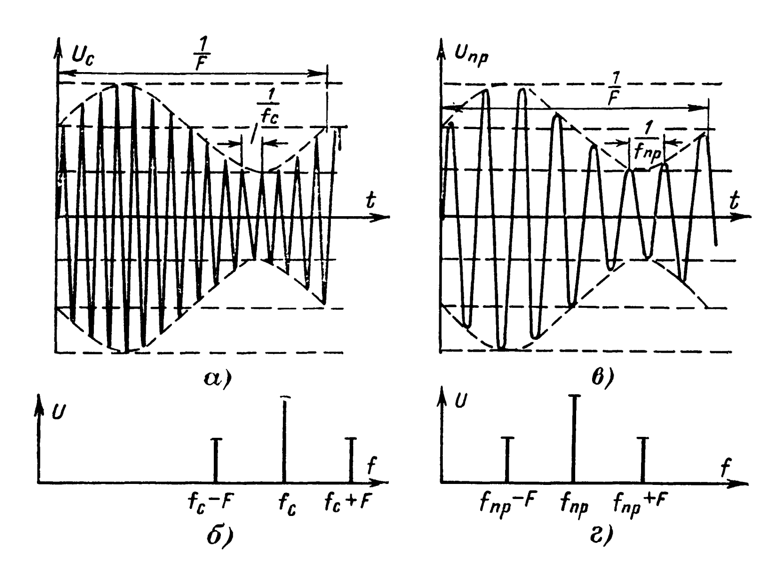


Рис. 9-1.

$f_{пр}$ меньше несущей входного сигнала, но закон модуляции тот же. Рис. 9-1, *г* изображает спектр выходного сигнала Сравнивая рис. 9-1, *г* и 9-1, *б*, можно заметить, что все составляющие спектра выходного сигнала смещены влево (в сторону меньших частот) относительно соответствующих составляющих входного сигнала на частоту $f_c - f_{пр}$. Поэтому иногда говорят, что ПЧ *производит линейное смещение спектра по шкале частот.* Оно в принципе может происходить и в сторону больших частот.

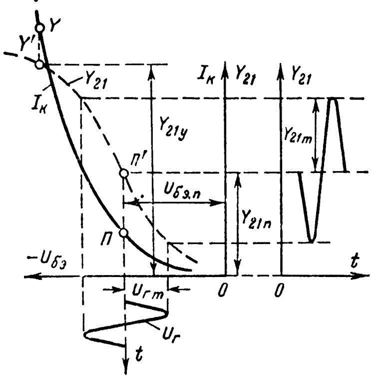


Рис. 9-2.

В качестве нелинейных элементов в ПЧ используются транзисторы, лампы, диоды. Принцип работы транзисторного ПЧ кратко описан в § 1-3. Для более подробного объяснения работы ПЧ воспользуемся графической зависимостью коллекторного тока транзистора от напряжения между базой и эмиттером (рис. 9-2).

Проводимость прямой передачи транзистора, связывающая изменение коллекторного тока с изменениями входного напряжения, приложенного между базой и эмиттером ($U_{бэ}$), согласно рис. 1-5 определяется отношением приращений этих величин при постоянном напряжении на коллек-

торе $U_{кэ}$:

$$Y_{21} = \Delta I_к / \Delta U_{бэ}. \quad (9\text{-}2)$$

Штриховой линией на рис. 9-2 показана зависимость проводимости Y_{21} от напряжения $U_{бэ}$. При большом отрицательном напряжении $U_{бэ}$ зависимость коллекторного тока от этого напряжения приближается к линейной, а проводимость прямой передачи почти достигает своего наибольшего значения. Именно в этой области выбирают рабочую точку транзистора Y при использовании его в усилительном режиме, так как при этом обеспечивается наибольшее усиление при малом уровне нелинейных искажений. Обозначим проводимость, соответствующую этой точке, $Y_{21у}$. По мере снижения отрицательного напряжения $U_{бэ}$ крутизна характеристики коллекторного тока уменьшается, что приводит к соответствующему уменьшению проводимости Y_{21}. Для высокочастотных дрейфовых транзисторов в интервале входных напряжений от 0,2 до 0,4 В проводимость прямой передачи практически линейно увеличивается с ростом входного напряжения. При выборе рабочей точки в середине этого участка (точка $П'$ на рис. 9-2) изменение проводимости прямой передачи будет почти линейно зависеть от входного напряжения, если оно не выходит за пределы отмеченного интервала. В этом случае действующее между базой и эмиттером переменное напряжение гетеродина

$$u_г = U_{гm} \sin \omega_г t \quad (9\text{-}3)$$

будет изменять проводимость прямой передачи по закону

$$Y_{21}(t) \approx Y_{21п} + Y_{21m} \sin \omega_г t. \quad (9\text{-}4)$$

Графически эта зависимость показана в правой части рис. 9-2.

Включим в ту же цепь база — эмиттер источник сигнала с напряжением

$$u_с = U_{сm} \sin \omega_с t. \quad (9\text{-}5)$$

Будем полагать, что амплитуда сигнала гораздо меньше амплитуды напряжения гетеродина: $U_{сm} \ll U_{гm}$. Под действием обоих напряжений положение рабочей точки не выйдет за пределы линейного участка графика, характеризующего изменение Y_{21} от напряжения $U_{бэ}$. На основании общего уравнения для коллекторного тока получим:

$$i_к = Y_{21} U_{бэ} = (Y_{21п} + Y_{21m} \sin \omega_г t)(U_{бэ.п} + U_{сm} \sin \omega_с t). \quad (9\text{-}6)$$

После несложных тригонометрических преобразований формулу (9-6) можно переписать так:

$$i_к = Y_{21п} U_{бэ.п} + Y_{21m} U_{бэ.п} \sin \omega_г t + Y_{21с} U_{сm} \sin \omega_с t - \\ - 0{,}5\, Y_{21m} U_{сm} \cos(\omega_г - \omega_с) t + 0{,}5 Y_{21m} U_{сm} \cos(\omega_г + \omega_с) t. \quad (9\text{-}7)$$

Следовательно, при выборе рабочей точки на криволинейном участке вольт-амперной характеристики (точка $П$ на рис. 9-2) и подведении к транзистору двух переменных напряжений (гетеродина и сигнала) коллекторный ток будет иметь постоянную составляющую $Y_{21п} U_{бэ.п}$, составляющие с частотами гетеродина и сигнала, а также составляющие с разностной и суммарной частотами. Две последние составляющие в радиотехнике называют **комбинационными**, поскольку их частоты определяются комбинациями (суммарной и разностной) частот входных сигналов нелинейного элемента, каковым является преобразователь частоты.

При постоянной амплитуде напряжения гетеродина амплитуда Y_{21m} будет неизменной (рис. 9-2). Поэтому амплитуды разностной и суммарной составляющих прямо пропорциональны амплитуде сигнала.

Нагрузку ПЧ делают избирательной и настраивают ее или на разностную или на суммарную частоту. Благодаря этому на выходе ПЧ выделяется напряжение только одной составляющей тока, называемой полезной составляющей промежуточной частоты.

Таким образом, при отмеченном выше режиме работы с учетом сказанного в § 1-3 ПЧ сохраняет закон модуляции сигнала, изменяя лишь частоту его несущей.

Преобразователи частоты классифицируют по ряду признаков. Если для создания гетеродинного напряжения используется тот же нелинейный элемент, который применяется для преобразования сигнала, то такой ПЧ называют совмещенным с гетеродином. Когда для гетеродина применяется отдельный нелинейный элемент, то такой ПЧ называется ПЧ с отдельным гетеродином. В последнем случае независимость выбора режимов электронных приборов обеспечивает лучшие качественные характеристики ПЧ. Поэтому в современных транзисторных приемниках, как правило, используются ПЧ с отдельным гетеродином.

По типу применяемого нелинейного элемента ПЧ могут быть транзисторными, ламповыми, диодными и т. п.

В зависимости от соотношения несущих частот входного сигнала и гетеродина ПЧ бывают с верхней настройкой гетеродина, когда $f_г > f_с$, и с нижней настройкой при $f_г < f_с$.

В соответствии с типом настройки приемника ПЧ могут быть с переменной и постоянной настройкой. В приемниках с переменной настройкой гетеродины делают перестраиваемыми. При одноручечной перестройке всех контуров радиотракта приемника изменение частоты гетеродина должно соответствовать зависимости

$$f_г = f_с \pm f_{пр}. \qquad (9\text{-}8)$$

В этом случае частота полезной разностной составляющей постоянна и равна $f_{пр}$ для любой частоты сигнала. Благодаря этому избирательные системы тракта промежуточной частоты могут выполняться с постоянной настройкой, что позволяет применять высокоизбирательные системы, в том числе и фильтры сосредоточенной избирательности. Знак плюс в формуле (9-8) соответствует верхней настройке гетеродина, а знак минус — нижней.

Свойства преобразователей частоты оцениваются следующими характеристиками.

1. Коэффициент преобразования есть отношение амплитуды выходного напряжения (с несущей, равной промежуточной частоте) $U_{прm}$ к амплитуде входного сигнала

$$K_{0пр} = U_{прm}/U_{сm}. \qquad (9\text{-}9)$$

Он определяется при точной настройке гетеродина, которой соответствует уравнение (9-8), и, следовательно, равенстве частоты полезной (разностной или суммарной) составляющей и средней частоты полосы пропускания нагрузочной избирательной системы. Чем больше коэффициент преобразования, тем лучше ПЧ.

2. Диапазон рабочих частот ПЧ должен соответствовать аналогичному параметру приемника.

3. Избирательность ПЧ определяется формой кривой избирательности, под которой понимается зависимость амплитуды выходного напряжения ПЧ от частоты входного сигнала при неизменных амплитуде и частоте гетеродина. Частота гетеродина при этом должна соответствовать формуле (9-8). Характерной особенностью кривой избирательности ПЧ является наличие нескольких максимумов, о чем будет подробно рассказано в § 9-5.

4. Коэффициент шума ПЧ оценивается по такой же методике, как и для усилительного каскада.

5. Уровень искажений ПЧ слагается из амплитудно-частотных, фазо-частотных и нелинейных искажений. Каждый из этих видов искажений оценивается по ранее описанным методикам.

6. Стабильность работы ПЧ характеризуется постоянством его параметров и надежностью работы. Поскольку входные и выходные резонансные системы ПЧ настраиваются на существенно различные частоты, то он обычно более устойчив, чем усилительный каскад, имеющий аналогичный электронный прибор и нагрузку.

9-2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ И ЛАМПОВЫЕ ГЕТЕРОДИНЫ

Гетеродинами в радиотехнике называют маломощные генераторы, создающие гармоническое напряжение с определенными частотой и амплитудой. Режим возбуждения в гетеродинах достигается за счет применения положительной обратной связи, например, между

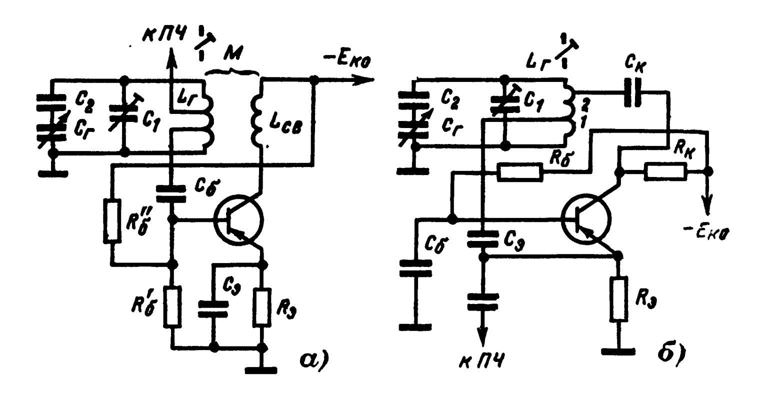


Рис. 9-3.

коллекторной (анодной) и базовой (сеточной) цепями. На рис. 9-3, *а* показана схема гетеродина с трансформаторной обратной связью, осуществляемой между контурной катушкой $L_г$ и катушкой обратной связи $L_{св}$, включенной в коллекторную цепь. Колебательный контур через конденсатор $C_б$ включен в цепь база — эмиттер транзистора. Связь между катушками должна быть столь сильной, чтобы результирующая проводимость на входе транзистора (6-29) была отрицательной. Для этого коэффициент связи между катушками должен превышать

критическое значение

$$k_{кр} = \frac{g_г + p_б^2 g_{11}}{Y_{21}} \sqrt{\frac{L_г}{L_{св}}}, \qquad (9\text{-}10)$$

где $g_г$ — собственная резонансная проводимость гетеродинного контура; $p_б$ — коэффициент включения этого контура в базовую цепь транзистора.

Анализ работы гетеродинов как генераторов с самовозбуждением показывает, что стабильность их работы, и в первую очередь стабильность частоты, улучшается при уменьшении результирующей проводимости колебательного контура, равной $g_г + p_б^2 g_{11}$. Поэтому для ослабления шунтирующего действия входной проводимости транзистора колебательный контур включается ко входу транзистора неполно. Неполное включение контура позволяет достигнуть режима самовозбуждения при меньшем коэффициенте связи или при меньшей индуктивности катушки связи. Последнее необходимо для того, чтобы собственная частота коллекторной цепи, определяемая индуктивностью $L_{св}$ и подключенными к ней емкостями схемы, была вне диапазона рабочих частот. Если собственная частота коллекторной цепи окажется в диапазоне рабочих частот, то на этой частоте существенно изменится режим работы гетеродина, а следовательно, изменятся частота и амплитуда генерируемых колебаний. Выбор типа намотки катушек определяет максимально осуществимый коэффициент связи между ними (см. § 5-4). Поэтому, задавшись $L_{св} \approx (0{,}1 \div 0{,}2)\, L_г$, из выражения (9-10) можно найти максимально допустимое значение коэффициента включения входа транзистора к контуру. С целью уменьшения критической связи выгодно выбрать рабочий режим транзистора с большей проводимостью прямой передачи. Такой режим обеспечивается при увеличении коллекторного тока. Но при этом соответственно увеличивается входная проводимость транзистора, что приводит к повышению критической связи. Поэтому в гетеродинах нецелесообразно выбирать ток коллектора более 1—2 мА.

Необходимое выходное напряжение гетеродина снимается с части его колебательного контура. Для этого часть контурной катушки вводится в эмиттерную цепь транзистора ПЧ (см. рис. 9-5).

На рис. 9-3, *б* приведена схема гетеродина с автотрансформаторной обратной связью. Здесь транзистор включен по схеме с общей базой. Часть колебательного контура между его нижним (по схеме) концом и отводом *1* включена во входную цепь база — эмиттер транзистора, а часть колебательного контура, заключенная между отводами *1—2*, — в выходную цепь коллектор — эмиттер транзистора. Это обеспечивается подключением эмиттера к отводу *1* катушки через конденсатор $C_э$. В рассматриваемой схеме гетеродина колебательный контур подключается к электродам транзистора тремя точками: нижним концом и отводами катушки *1* и *2*. Поэтому такая схема также называется трехточечной схемой гетеродина с делением индуктивной ветви контура. Но при необходимости три точки подключения контура к электронному прибору гетеродина могут быть образованы последовательным включением двух (или трех) конденсаторов в емкостной ветви колебательного контура. В этом случае схему гетеродина называют трехточечной с делением емкостной ветви колебательного контура.

В трехточечной схеме гетеродина переменные напряжения, подводимые на базу, и коллектор по отношению к эмиттеру находятся в противофазе, что и требуется для создания положительной обратной связи.

Для обеспечения режима самовозбуждения должно выполняться условие

$$L_{бэ} > \frac{g_г}{p_к^2 Y_{21}} L_{кэ}, \qquad (9\text{-}11)$$

где $L_{бэ}$ — индуктивность части контурной катушки между ее нижним концом и отводом *1*; а $L_{кэ}$ — индуктивность части контурной катушки между отводами *1* и *2*; $p_к$ — коэффициент включения контура в коллекторную цепь транзистора.

Стабильность частоты гетеродина должна быть достаточно высокой, так как она существенно влияет на выбор полосы пропускания супергетеродинного приемника Предположим, что применяется верхняя настройка гетеродина. Тогда согласно выражению (9-8) частота полезной комбинационной составляющей на выходе преобразователя

$$f_к = f_г - f_с. \qquad (9\text{-}12)$$

При точной настройке гетеродина эта частота должна быть равна частоте настройки нагрузочных колебательных контуров ПЧ, т. е промежуточной частоте приемника Чтобы преобразованный сигнал про-

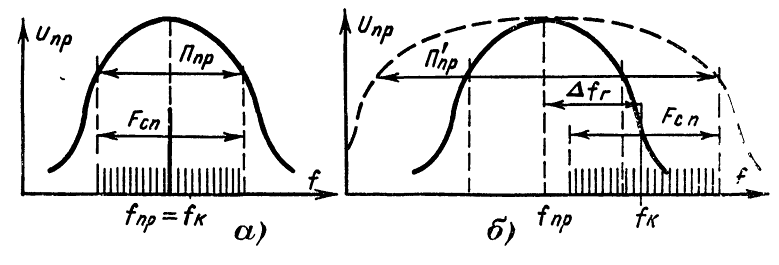


Рис. 9-4.

ходил через избирательную систему без искажений, ширина ее полосы пропускания $П_{пр}$ должна быть равна ширине спектра преобразованного сигнала $F_{сп}$. Случаю точной настройки гетеродина соответствует рис. 9-4, *а*.

Если частота гетеродина увеличится на $\Delta f_г$, то на столько же в соответствии с формулой (9-12) повысится частота полезной комбинационной составляющей За счет этого спектр преобразованного сигнала линейно сместится вправо тоже на величину $\Delta f_г$ (рис. 9-4,*б*). При таком смещении преобразованный сигнал будет проходить через избирательную систему с прежней полосой пропускания $П_{пр}$ с существенными искажениями. В случае очень большого изменения частоты гетеродина ($\Delta f_г \gg 0,5\, П_{пр}$) преобразованный сигнал через тракт промежуточной частоты может вообще не пройти и приема сигнала не будет. То же самое произойдет при уменьшении частоты гетеродина, только при этом спектр преобразованного сигнала сместится влево (в область меньших частот) Чтобы при изменении частоты гетеродина прием происходил без существенных искажений сигнала, необходимо расширять полосу пропускания тракта промежуточной частоты по сравнению со спектром сигнала на удвоенное максимальное отклонение частоты гетеродина, т. е брать $П'_{пр} = F_{сп} + 2\Delta f_{г.макс}$. При этом кривая избирательности тракта промежуточной частоты будет соответствовать штриховой линии на рис. 9-4, *б*.

Если частота гетеродина стабильна, а изменяется несущая частота сигнала, то произойдет аналогичное смещение спектра преобразованного сигнала относительно полосы пропускания тракта промежуточной частоты. При верхней настройке гетеродина увеличение частоты сигнала вызовет смещение спектра преобразованного сигнала по оси частот влево, а при уменьшении — вправо.

Поскольку изменения частоты сигнала и гетеродина происходят независимо, то могут быть случаи, когда частота гетеродина увеличивается, а частота сигнала уменьшается (или наоборот). При этом для неискаженного приема полосу пропускания тракта промежуточной частоты необходимо расширять на величину $2(\Delta f_{г.макс} + \Delta f_{с.макс})$. Однако вероятность таких совпадений сравнительно мала. Поэтому практически достаточно расширить полосу пропускания лишь на удвоенное среднеквадратичное значение максимально возможных отклонений частоты. Для выполнения данного условия полоса пропускания тракта промежуточной частоты супергетеродинного приемника должна рассчитываться по формуле

$$П_{пр} = F_{сп} + 2\sqrt{\Delta f^2_{г.макс} + \Delta f^2_{с.макс}}. \qquad (9\text{-}13)$$

Вынужденное расширение полосы пропускания приемника, обусловленное нестабильностью частоты гетеродина и передатчика, приводит к ухудшению избирательности приемника и к увеличению действия помех. Поэтому желательно, чтобы удельный вес второго слагаемого в формуле (9-13) по сравнению с первым был по возможности меньшим. Требуемое расширение полосы пропускания приемника за счет нестабильности частоты гетеродина и сигнала удобно оценивать коэффициентом расширения полосы

$$k_р = \frac{П_{пр}}{F_{сп}} = 1 + \frac{2\sqrt{\Delta f^2_{г.макс} + \Delta f^2_{с.макс}}}{F_{сп}}. \qquad (9\text{-}14)$$

Если этот коэффициент менее 1,2, то практически нет смысла добиваться лучшей стабильности частоты гетеродина, так как это согласно формуле (9-14) не позволит существенно сузить полосу пропускания и тем самым существенно улучшить избирательность, а в соответствии с выражением (4-72) и чувствительность приемника. Но если при $\Delta f_{г.макс} > \Delta f_{с.макс}$ коэффициент расширения превышает 1,3—1,5, то повышение стабильности частоты гетеродина может существенно улучшить основные характеристики приемника.

Стабильность частоты генераторов принято оценивать коэффициентом относительной нестабильности

$$b_г = \Delta f_г / f_г. \qquad (9\text{-}15)$$

В табл. 9-1 приведены значения этого коэффициента для различных типов и схем гетеродинов.

Основной причиной нестабильности частоты гетеродинов является изменение параметров колебательных контуров и транзисторов за счет непостоянства температуры окружающей среды и напряжения источников питания. При изменении температуры окружающей среды изменяются геометрические размеры контурных катушек и конденсаторов. Это изменяет их индуктивность и емкость, а следовательно, и частоту генерируемых колебаний. Для уменьшения температурной нестабильности контуров гетеродинов каркасы катушек стараются делать из материалов с малым температурным коэффициентом объемного расширения. Кроме

Таблица 9-1

Схема гетеродина		Коэффициент относительной нестабильности			
		Декаметровые и более длинные волны		Метровые и более короткие волны	
		Транзисторная схема	Ламповая схема	Транзисторная схема	Ламповая схема
Однокаскадная	без кварцевой стабилизации	10^{-3}—10^{-4}	10^{-3}—10^{-4}	10^{-2}—10^{-3}	$2\cdot10^{-3}$—$2\cdot10^{-4}$
	с кварцевой стабилизацией	10^{-5}—10^{-7}	10^{-5}—10^{-6}		$3\cdot10^{-5}$—$3\cdot10^{-6}$
Многокаскадная с умножением частоты и кварцевой стабилизацией		10^{-6}—10^{-7}	10^{-6}—10^{-7}	10^{-5}—10^{-7}	10^{-5}—10^{-7}

того, в контуры включают термокомпенсирующие конденсаторы, емкость которых изменяется так, что компенсирует отклонения собственной частоты контура за счет влияния температурной нестабильности других элементов. Для этой цели используются керамические конденсаторы, емкость которых с ростом температуры в зависимости от марки диэлектрика может увеличиваться или уменьшаться. Хорошие результаты дает помещение всего гетеродина в термостат, внутри которого температура поддерживается около среднего значения с очень малыми колебаниями (десятые доли градуса). Особенно удобно термостатировать транзисторные гетеродины, так как они обладают малыми размерами и потребляемой мощностью. Такие гетеродины имеют меньшие коэффициенты относительной нестабильности, приведенные в табл. 9-1.

Температура окружающей среды существенно влияет на коллекторный ток транзисторов и, следовательно, на все основные параметры транзисторов, в том числе и на междуэлектродные емкости. Последнее приводит к изменению частоты гетеродина. Поэтому в схеме питания транзистора обязательно предусматривают температурную стабилизацию коллекторного тока.

Особенно заметна температурная нестабильность частоты гетеродина в течение первых десятков минут после включения приемника, когда происходит постепенный нагрев его элементов. Приемники с узкой полосой пропускания в это время, как правило, приходится несколько раз подстраивать, т. е. изменять частоту гетеродина, компенсируя уход его частоты.

Большое влияние на частоту гетеродина оказывает непостоянство напряжения источника питания, так как при этом также изменяются параметры транзистора или лампы. Для устранения этого применяют специальные устройства, стабилизирующие напряжение питания гетеро-

дина (стабилитроны или электронные схемы, одна из которых описана в § 14-5).

Если указанные меры не обеспечивают нужной стабильности частоты, то применяют кварцевую стабилизацию частоты. Для этого в схему гетеродина вводятся кварцевые резонаторы, обладающие малым температурным коэффициентом. Такие гетеродины описываются в учебниках по радиопередающим устройствам.

С ростом частоты стабильность частоты гетеродина при сохранении схемы ухудшается. Поэтому при работе в диапазонах декаметровых и более коротких волн применяются многокаскадные схемы гетеродинов. Задающий каскад в этих схемах генерирует колебания в диапазоне гектометровых волн, а последующие каскады умножают (повышают) его частоту в нужное число раз. Один каскад умножает частоту в 2—5 раз, а общее умножение может достигать нескольких десятков раз. В многокаскадном гетеродине стабильность задающего генератора повышается еще и потому, что умножающие каскады выполняют также роль буферных каскадов и ослабляют дестабилизирующее влияние на него радиочастотных цепей приемника. Однако размеры, стоимость и мощность источников питания таких гетеродинов гораздо больше, чем у однокаскадных. Поэтому они применяются лишь в профессиональных приемниках декаметровых и более коротких волн, когда с целью повышения избирательности, помехоустойчивости и чувствительности требуется иметь полосу пропускания приемника, практически равную ширине спектра сигнала.

В тех случаях, когда оператор в процессе эксплуатации может непрерывно подстраивать приемник и тем самым компенсировать изменение частоты гетеродина и сигнала, полосу пропускания приемника можно брать равной ширине спектра, т. е. полагать в формуле (9-13) $\Delta f_c = \Delta f_г = 0$. Эту же задачу может решать автоматическая система подстройки частоты гетеродина. Но целесообразность ее применения оправдана лишь при коэффициентах расширения полосы (9-14) $k_р > 2 \div 3$. Для обеспечения хорошей работы эта система требует применения многих добавочных элементов, что усложняет конструкцию и увеличивает стоимость приемника. В настоящее время подобные системы применяются лишь в профессиональных приемниках метровых и более коротких волн, а также в радиовещательных приемниках первого класса.

Пример 9-1. Определить полосу пропускания тракта промежуточной частоты супергетеродинного приемника при однокаскадном транзисторном гетеродине, в котором применена температурная стабилизация резонансной частоты колебательного контура и коллекторного тока. Рабочая частота приемника $f_c = 1$ МГц, промежуточная частота $f_{пр} = 465$ кГц, настройка гетеродина — верхняя. Относительная нестабильность частоты передатчика $b_c = 10^{-6}$, а максимальная частота амплитудной модуляции сигнала $F_{макс} = 4{,}5$ кГц.

Согласно заданным условиям по табл. 9-1 принимаем $b_г = 10^{-4}$. На основании уравнения (9-8) $f_г = f_c + f_{пр} = 10^6 + 465 \cdot 10^6 = 1{,}465 \times \times 10^6$ Гц. Из формулы (9-15) находим $\Delta f_г = 10^{-4} \cdot 1{,}465 \cdot 10^6 = 146{,}5$ Гц и $\Delta f_c = 10^{-6} \cdot 10^6 = 1$ Гц. Используя формулу (8-3), вычисляем ширину спектра сигнала $F_{сп} = 2F_{макс} = 2 \cdot 4{,}5 \cdot 10^3 = 9 \cdot 10^3$ Гц. Требуемую полосу пропускания вычисляем по формуле (9-13): $П_{пр} = 9 \cdot 10^3 + + 2\sqrt{146{,}5^2 + 1^2} = 9293$ Гц. Используя выражение (9-14), получаем

$$k_р = 1 + \frac{2\sqrt{146{,}5^2 + 1^2}}{9 \cdot 10^3} = 1{,}03.$$

Следовательно, повышать стабильности частоты гетеродина нецелесообразно.

Пример 9-2. Решить задачу примера 9-1, полагая частоту сигнала $f_c = 10$ МГц.

Согласно заданным условиям из табл. 9-1 выбираем $b_г = 10^{-3}$. На основании формулы (9-8) $f_г = f_c + f_{пр} = 10^7 + 465 \cdot 10^3 = 10{,}465 \times \times 10^6$ Гц. По формуле (9-15) определяем $\Delta f_г = 10^{-3} \cdot 10{,}465 \cdot 10^6 = = 10\,465$ Гц и $\Delta f_c = 10^{-6} \cdot 10^8 = 100$ Гц. Требуемую полосу пропускания определяем из формулы (9-13): $П_{пр} = 9 \cdot 10^3 + 2\sqrt{10 \cdot 465^2 + 100^2} = = 29\,930$ Гц. При этом согласно выражению (9-14) $k_р = 29\,930/9000 = = 3{,}3$. В данном случае повышение стабильности частоты гетеродина может дать существенный выигрыш в избирательности и чувствительности приемника.

Сравнение примеров 9-1 и 9-2 показывает, что в диапазонах декаметровых и более коротких волн низкая стабильность частоты гетеродина может существенно ухудшать избирательность и чувствительность приемника, особенно при узком спектре сигнала

9-3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ И ЛАМПОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ОТДЕЛЬНЫМ ГЕТЕРОДИНОМ

Мощность источника питания, потребляемая одним транзистором, сравнительно мала (5—10 мВт). Характеристики же преобразователя частоты с отдельным гетеродином значительно лучше, чем при совмещенном гетеродине Поэтому в современных транзисторных приемниках, как правило, используются ПЧ с отдельным гетеродином. Один из вариантов схемы такого ПЧ приведен на рис. 9-5. Для большей наглядности здесь элементы схемы преобразовательного транзистора имеют индекс «п», а элементы схемы гетеродина — индекс «г».

Чтобы уменьшить влияние сигнальных цепей на гетеродин и прохождение напряжения гетеродина в антенну, целесообразно подводить напряжение сигнала к базе транзистора ПЧ, а напряжение от гетеродина — в цепь эмиттера ПЧ. Для этого часть последнего сигнального контура (ВЦ или УРС) $L_c C_c$ включена между базой транзистора $T_п$ и шасси, а часть контура гетеродина $L_г C_г$ — между эмиттером транзистора $T_п$ и шасси. Собственные резонансные частоты сигнального и гетеродинного колебательных контуров отличаются на промежуточную частоту. Поэтому сопротивления сигнального колебательного контура на частоте гетеродина и гетеродинного колебательного контура на частоте сигнала будут много меньше их резонансных сопротивлений. Сказанное позволяет считать эти сопротивления близкими к нулю. На этом основании можно полагать, что нижний полюс сигнального контура (через конденсатор $C_{э.п}$) для токов с частотой сигнала подключен непосредственно к эмиттеру транзистора $T_п$, а нижний полюс гетеродинного контура (через часть сигнального контура) для токов с частотой гетеродина подключен к базе транзистора $T_п$. Таким образом, в цепи база — эмиттер транзистора $T_п$ оказываются включенными два переменных напряжения: гетеродинное и сигнальное, что обеспечивает режим преобразования частоты, описанный в § 9-1. В коллекторной цепи транзистора ПЧ включены два связанных контура, настроенных на промежуточную частоту. Они являются избирательной системой ПЧ. С их выхода напряжение промежуточной частоты подводится ко входу первого каскада УНПЧ.

В гетеродинной части рассматриваемого ПЧ применена трансформаторная обратная связь, что соответствует схеме гетеродина, изображенной на рис. 9-3, *а*.

Выбор элементов схемы питания обоих транзисторов ПЧ выполняется соответственно сказанному в § 9-1 и 9-2 по методикам, изложенным в § 6-2.

На рис. 9-6 показана схема лампового преобразователя частоты, обычно используемая в телевизионных и радиовещательных приемниках метрового диапазона волн. В ней применена комбинированная лампа типа 6Ф1П, состоящая из пентода и триода, смонтированных в одном баллоне. Триодная часть лампы используется для создания гетеродина, а пентодная — для преобразователя частоты.

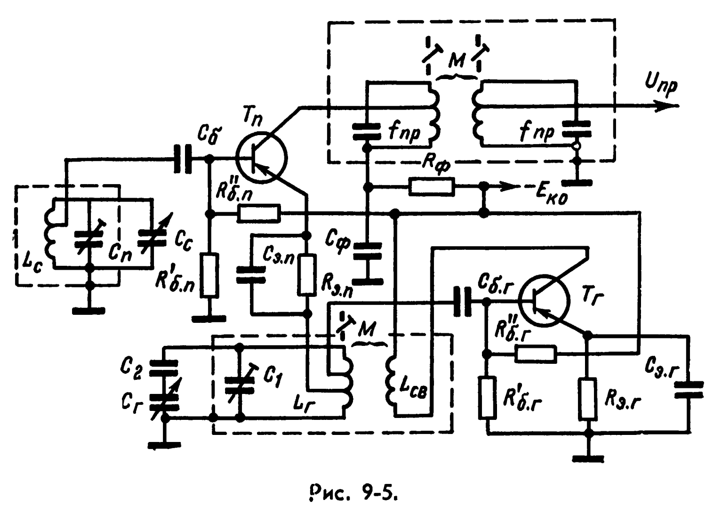


Рис. 9-5.

Сигнальный колебательный контур образуется катушкой L_c и подключенными к ней монтажными и междуэлектродными (сетка — катод пентода) емкостями. Контур подключен к катоду пентода через конденсатор C_g, чтобы контурная катушка не шунтировала резистор $R_{gп}$ по постоянному току.

Сопротивление конденсатора C_g для токов частоты сигнала и гетеродина должно быть много меньше сопротивления резистора $R_{gп}$ и удовлетворять неравенству

$$C_g > 100/f_c R_{gп} \qquad (9\text{-}16)$$

при верхней настройке гетеродина. При нижней настройке гетеродина в эту формулу следует подставлять частоту гетеродина вместо частоты сигнала.

Напряжение сигнала подводится к колебательному контуру через катушку связи $L_{св}$. Она включена в анодную цепь лампы УРС и индуктивно связана с катушкой L_c. Для обеспечения требуемой полосы пропускания сигнальный колебательный контур зашунтирован резистором $R_ш$. Поскольку телевизионные приемники имеют постоянную настройку радиочастотных колебательных контуров, то при широкой полосе

пропускания в рассматриваемом контуре не применяются элементы подстройки частоты (см. § 5-7).

Гетеродин собран по трехточечной схеме с делением емкостной ветви на две части. Гетеродинный контур состоит из катушки индуктивности $L_г$ и двух конденсаторов $C_г$ и $C'_г$, включенных последовательно. К их общей точке (средней точке контура) подключен катод триода. Верхний полюс гетеродинного контура соединен с анодом, а нижний — с сеткой триода. Благодаря этому на аноде и сетке переменные напряжения по отношению к катоду находятся в противофазе, что является необходимым условием для создания режима самовозбуждения. Требуемая обратная связь обеспечивается подбором емкостей конденсаторов $C_г$ и $C'_г$.

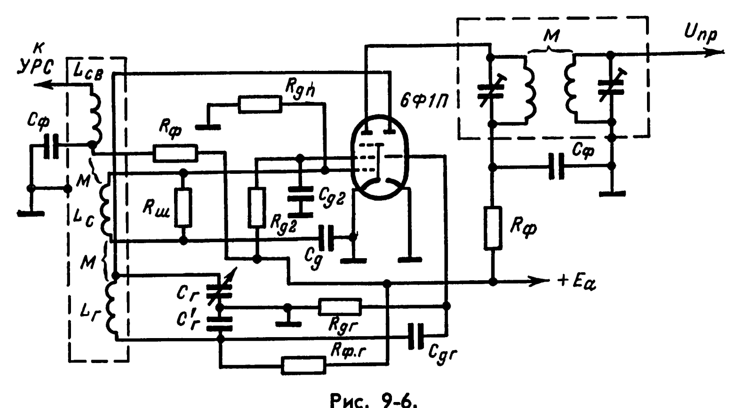


Рис. 9-6.

Один из них является переменным и позволяет подстраивать частоту гетеродина в процессе эксплуатации приемника так, чтобы полезная комбинационная частота ПЧ равнялась промежуточной частоте приемника. Катушка $L_г$ индуктивно связана с $L_с$. Благодаря этому необходимое напряжение гетеродина подводится к участку сетка — катод пентода и обеспечивает режим преобразования в пентодной части лампы. Положение рабочей точки гетеродинной части лампы определяется сопротивлением резистора $R_{gг}$. На нем создается постоянное напряжение за счет выпрямления участком сетка — катод триода (как диодом в схеме параллельного детектора) генерируемого на контуре переменного напряжения. Отрицательным потенциалом это напряжение приложено к сетке, положительным — к катоду. При нарастании генерируемого напряжения увеличивается постоянное напряжение, которое смещает рабочую точку лампы в область с меньшей крутизной, что приводит к уменьшению переменного анодного тока и снижению переменного напряжения на контуре. Таким образом, такая схема смещения повышает стабильность амплитуды генерируемого напряжения при изменении напряжения питания.

Аналогично обеспечивается выбор рабочей точки пентодной преобразовательной части лампы. Здесь исходное смещение создается на резисторе $R_{gп}$ за счет выпрямления переменного напряжения, подводимого от гетеродина к участку катод — управляющая сетка пентода. Внутреннее сопротивление диодов, образованных катодом и сетками лампы 6Ф1П, $R_i \approx 0{,}8 - 1{,}2$ кОм. Сопротивление резистора $R_{gп}$ берется

обычно более 50—100 кОм. Следовательно, отношение $R_{gп}/R_i > 50 \div 100$ Согласно графику, приведенному на рис. 8-6, при таком отношении коэффициент передачи детектора $K_д > 0,85 \div 0,9$. Поэтому можно считать напряжение смещения на управляющей сетке пентодной части лампы

$$E_{g1п} = K_д U_{гm} \approx (0,85 \div 0,9)\, U_{гm}, \tag{9-17}$$

где $U_{гm}$ — амплитуда напряжения гетеродина, подводимого к преобразователю частоты.

После выбора рабочей точки ($E_{g1п}$) из соотношения (9-17) можно определить требуемую амплитуду напряжения гетеродина, необходимую для работы преобразователя частоты.

Если нагрузочной избирательной системой преобразователя частоты служит одиночный резонансный контур с эквивалентной проводимостью $g_э$, то при прохождении по нему тока полезной комбинационной составляющей $i_{к.п}$ на контуре будет создано переменное напряжение с той же частотой $U_{пр} = i_{к.п}/g_э$. Учитывая выражение (9-7), получаем амплитуду выходного напряжения промежуточной частоты $U_{прm} = i_{к.п}/g_э = 0,5Y_{21m}U_{сm}/g_э$. С учетом выражения (9-9)коэффициент преобразования ПЧ с рассматриваемой избирательной системой определится выражением $K_{опр} = 0,5Y_{21m}/g_э$. При неполном включении контура в коллекторную цепь транзистора (p_1) и ко входу следующего каскада (p_2) коэффициент преобразования определится по формуле

$$K_{опр} = p_1 p_2 0,5 Y_{21m}/g_э. \tag{9-18}$$

Сравнивая эту формулу с формулой для коэффициента усиления каскада резонансного усилителя (6-17), замечаем, что они идентичны. По аналогии с усилительным каскадом величину $0,5Y_{21m}$ принято называть проводимостью прямой передачи при преобразовании или просто проводимостью преобразования и обозначать через

$$Y_{21пр} = 0,5Y_{21m}. \tag{9-19}$$

С учетом сказанного выражение (9-18) можно переписать так:

$$K_{опр} = p_1 p_2 Y_{21пр}/g_э. \tag{9-20}$$

На основании идентичности формул (9-20) и (6-17) можно считать, что для преобразователя частоты с одиночным колебательным контуром в качестве нагрузки будет справедлива эквивалентная схема, изображенная на рис. 6-4. Однако часть ее параметров должна быть заменена: Y_{21} на $Y_{21пр}$, а значения G_1 и C_1 должны быть определены с учетом работы транзистора в преобразовательном каскаде. о чем будет сказано ниже.

Согласно § 9-1 и рис. 9-2 амплитуда проводимости Y_{21}, изменяющейся с частотой гетеродинного напряжения, зависит от амплитуды напряжения гетеродина, подводимого к преобразователю частоты. При выборе рабочей точки $П'$ на линейном участке характеристики зависимость Y_{21} от $U_{бэ}$ — линейная. Однако если амплитуда напряжения гетеродина будет большой, то возможен выход за пределы линейного участка отмеченной характеристики, что нарушит линейность зависимости Y_{21} от $U_{гm}$. Данные опыта показывают, что зависимость проводимости преобразования от напряжения гетеродина имеет вид, изображенный на рис. 9-7. Для увеличения коэффициента преобразования выгодно работать при максимальном значении проводимости преобразования. Но это требует захода в криволинейные участки характеристики, что приводит к появлению сильных нелинейных искажений сигнала. Поэтому обычно огра-

ничиваются работой в пределах линейной части характеристики, изображенной на рис. 9-7, а к преобразователю частоты подводят напряжение гетеродина, равное $U_{\text{г}m\,\text{макс}}$. Для высокочастотных транзисторов четырехсотой серии оно примерно равно 0,1 В.

С учетом сказанного и согласно рис. 9-2 амплитуда проводимости Y_{21m} должна быть меньше 0,5 $Y_{21\text{у}}$, т. е. меньше половины проводимости прямой передачи в усилительном режиме. Таким образом, уравнение (9-19) можно переписать так:

$$Y_{21\text{пр}} \approx 0{,}25 Y_{21\text{у}}. \qquad (9\text{-}21)$$

Следовательно, максимальное значение проводимости преобразования примерно равно четвертой части проводимости прямой передачи транзистора, используемого в усилительном режиме. Поэтому и коэффициент преобразования транзистора будет равен четвертой части его коэффициента усиления при одинаковых параметрах нагрузки (p_1, p_2 и $g_э$). При допустимости значительных нелинейных искажений за счет увеличения напряжения гетеродина можно увеличить значение $Y_{21\text{пр}}$ до (0,3 — 0,4) $Y_{21\text{у}}$.

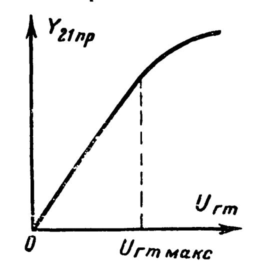


Рис. 9-7.

С целью повышения коэффициента преобразования следует увеличивать проводимость преобразования. Этому способствует выбор рабочей точки транзистора с большим коллекторным током. Но при этом возрастают входная и выходная проводимости транзистора, что увеличивает их шунтирующее действие на избирательные системы и способствует снижению усилительных и особенно избирательных свойств приемника. При постоянных параметрах нагрузочной избирательной системы (p_1, p_2 и g) зависимость коэффициента преобразования от тока эмиттера имеет максимальное значение. Для высокочастотных транзисторов, использующихся в преобразовательных каскадах, это значение соответствует токам коллектора 2—4 мА. Возрастание коэффициента преобразования при начальном росте тока эмиттера объясняется увеличением проводимости прямой передачи, а соответственно и проводимости преобразования. Уменьшение его значения в области больших токов определяется увеличением шунтирующего действия выходной проводимости транзистора на избирательную систему, а также замедлением роста (и даже уменьшением при токе более 4—5 мА) проводимости преобразования. Практически следует выбирать рабочую точку транзистора преобразователя частоты при токе коллектора не более 1—2 мА. Это близко к оптимальным режимам транзисторов в усилительных каскадах. Поэтому обычно в преобразователе частоты выбирают режим работы по постоянному току примерно такой же, как в усилителях радиосигнала и напряжения промежуточной частоты

Данные опыта показывают, что входная и выходная проводимости и емкости транзистора в преобразовательном режиме определяются следующими соотношениями:

$$\left.\begin{aligned} &g_{11\text{пр}} \approx (0{,}7 \div 0{,}8)\, g_{11}; \quad g_{22\text{пр}} \approx (0{,}6 \div 0{,}8)\, g_{22}; \\ &C_{11\text{пр}} \approx C_{11}; \quad C_{22\text{пр}} \approx C_{22}. \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}22)$$

Используя приведенные данные, можно вычислить параметры эквивалентной схемы преобразователя частоты по соотношениям, приведенным в гл. 6 для резонансного усилителя.

Если избирательной системой ПЧ служат два связанных контура или фильтр сосредоточенной избирательности, то коэффициент преобразования вычисляют по формулам (7-21) и (7-35), заменяя в них Y_{21} на $Y_{21пр}$. Параметры схемы каскада выбирают с учетом соотношений (9-21) и (9-22) по методикам, описанным в § 7-4 и 7-5.

Шум преобразовательного каскада больше, чем усилительного с тем же транзистором и аналогичными входной и выходной избирательными системами. Объясняется это тем, что, во-первых, гетеродин вносит свои шумы, а, во-вторых, проводимость преобразования меньше проводимости прямой передачи, что увеличивает шумовое сопротивление транзистора (6-40). Благодаря этому коэффициент шума преобразовательного каскада в 1,5—2 раза больше, чем у усилительного каскада с тем же транзистором и идентичной входной избирательной системой.

В ламповом ПЧ входная проводимость лампы сохраняется примерно такой же, как и в усилительном каскаде (4-11). Для расчета крутизны преобразования $S_{пр}$ и выходной проводимости можно пользоваться соотношениями (9-21) и (9-22), заменив в них Y_{21} на S и g_{22} на $g_{ак}$. Выбор рабочей точки лампового ПЧ на криволинейном участке вольтамперной характеристики приводит к снижению выходной проводимости лампы и, следовательно, к уменьшению ее шунтирующего действия на нагрузку. Однако в усилительном режиме шунтирующее действие выходной проводимости очень мало. Поэтому изменение рабочей точки лампы ПЧ влияет на коэффициент преобразования только за счет изменения крутизны преобразования. Следовательно, рабочую точку лампы ПЧ следует выбирать в середине линейного участка зависимости крутизны характеристики лампы от напряжения на сетке. В справочниках приводят рекомендуемое значение напряжения смещения для ламп, наиболее часто использующихся в преобразовательных каскадах. Электронный прибор для ПЧ выбирают на рабочую частоту, соответствующую частоте сигнала. При расчете параметров ПЧ величины Y_{21} и g_{11} определяют для частоты сигнала, а g_{22} — для промежуточной частоты.

Входная и выходная избирательные системы ПЧ настроены на существенно различные частоты. Поэтому условия устойчивой работы ПЧ выполняются легче, чем в усилительных каскадах. Данные опыта показывают, что если транзистор или лампа в режиме усиления обеспечивают на промежуточной частоте устойчивый коэффициент усиления, определяемый из формулы (6-32), то и в режиме преобразования устойчивый коэффициент преобразования будет не меньше. Это обстоятельство позволяет не проверять ПЧ на устойчивость, если $K_{0уст}$ транзистора (лампы) ПЧ не меньше, чем у транзистора (лампы) каскадов УНПЧ, а их выходные избирательные системы одинаковы.

Пример 9-3. Определить параметры ПЧ, выполненного на транзисторе П403. Перед ПЧ стоит каскад УРС, рассчитанный в примере 6-7. Выходная избирательная система и параметры следующего каскада соответствуют данным примера 7-4.

С учетом сказанного о выборе режима ПЧ принимаем ток коллектора 1 мА и остальные исходные данные примера 6-7. Поэтому сопротивления резисторов, обеспечивающие выбранную рабочую точку, сохраняются теми же, что и в примере 6-7. Поскольку промежуточная частота (465 кГц) в 3,1 раза выше минимальной частоты сигнала в примере 6-7 (150 кГц), то согласно формуле (6-8) емкости конденсаторов $C_э$ и $C_ф$ следует уменьшить в 3,1 раза. По приложению 3 выбираем $C_э =$ $= 0,012$ мкФ и $C_ф = 0,082$ мкФ.

Пользуясь выражением (9-21), находим $Y_{21пр} = 0{,}25 \cdot 31 \cdot 10^{-3} = 7{,}8 \cdot 10^{-3}$ См.* По формуле (9-22) определяем $g_{22пр} = 0{,}7 \cdot 10^{-5} = 7 \cdot 10^{-6}$ См. В примере 7-4 принято $p_1 = 1$, $p_2 = 0{,}097$ при $\delta_э = 0{,}0171$, $\delta = 0{,}015$ и $C_э = 1640$ пФ. Следовательно, согласно выражению (5-18) собственная проводимость первого контура $g_1 = \delta\omega_{пр}C_э = 0{,}015 \times 6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 1640 \cdot 10^{-12} = 71{,}5 \cdot 10^{-6}$ См, а эквивалентная проводимость первого контура $g_{э1} = \delta_э\omega_{пр}C_э = 0{,}0171 \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 1640 \times 10^{-12} = 81{,}5 \cdot 10^{-6}$ См. В нашем случае $G_1 = g_{22пр} = 7 \cdot 10^{-6}$ См. Следовательно, для получения нужной эквивалентной проводимости контура коэффициент включения определится из формулы:

$$p_1 = \sqrt{\frac{g_{э1} - g_1}{g_{22пр}}} = \sqrt{\frac{81{,}5 \cdot 10^{-6} - 71{,}5 \cdot 10^{-6}}{7 \cdot 10^{-6}}} = 1{,}2.$$

Поскольку $p_1 > 1$, то для обеспечения требуемых параметров контура следует взять $p_1 = 1$ и добавить параллельно контуру шунтирующую проводимость, определяемую из формулы (7-33), $g_{ш1} = 6{,}28 \cdot 4{,}65 \times 10^5 \cdot 1640 \cdot 10^{-12} (0{,}0171 - 0{,}015) - 1^2 \times 7 \cdot 10^{-6} = 3 \cdot 10^{-6}$ См. Этой проводимости соответствует сопротивление $R_ш = 1/3 \cdot 10^{-6} = 3{,}3 \cdot 10^5$ Ом. По приложению 3 выберем резистор сопротивлением 330 кОм.

Заменяя в формуле (7-21) Y_{21} на $Y_{21пр}$, получаем

$$K_{0пр} = 0{,}5 \frac{1 \cdot 0{,}097 \cdot 7{,}8 \cdot 10^{-3}}{81{,}5 \cdot 10^{-6}} = 4{,}65.$$

По формуле (6-32) при $k_у = 0{,}9$ определим устойчивое усиление транзистора П403 на частоте 465 кГц:

$$K_{0уст} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}9\,(1 - 0{,}9)\,31 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-12}}} = 15{,}9.$$

Следовательно, работа каскада будет вполне устойчивой.

Пример 9-4. Определить параметры ПЧ, выполненного на лампе 6Ф1П для частоты сигнала 49,75 МГц (несущая частота изображения первого телевизионного канала). Настройка гетеродина верхняя. Промежуточная частота 35 МГц. Избирательной системой является одиночный колебательный контур с $\delta = 0{,}015$, $C_э = 20$ пФ и необходимой полосой пропускания 8 МГц. Контур включен к аноду лампы и ко входу следующего каскада, собранного на лампе 6Ж1П.

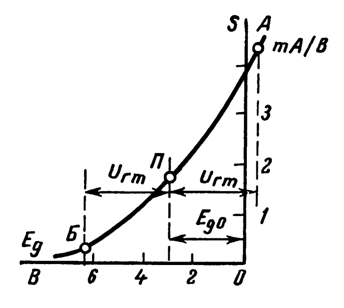


Рис. 9-8.

На рис. 9-8 приведен график зависимости крутизны пентодной части лампы 6Ф1П от напряжения на управляющей сетке при типовом режиме питания $E_a = 250$ В и $E_{g2} = 100$ В. Из графика следует, что средняя точка почти линейного участка характеристики *П* соответствует смещению на управляющей сетке — 3 В. При этом крутизна $S_п = 1{,}75$ мА/В Согласно выражению (9-17) для схемы, изображенной на рис. 9-6, к сетке лампы ПЧ следует подводить напряжение от гетеродина амплитудой

---

* Согласно сказанному ранее для выполнения условия (9-21) от гетеродина должно проводиться напряжение около 0,1 В.

$U_{гm} = \dfrac{E_{g0}}{0,85 \div 0,9} = 3,3 \div 3,5$ В. Положим $U_{гm} = 3,4$ В. Тогда при максимальном положительном напряжении гетеродина рабочая точка $П$ переместится в точку $А$ с крутизной $S_А = 4,2$ мА/В, а при максимальном отрицательном напряжении гетеродина она перейдет в точку $Б$ с крутизной $S_Б = 0,5$ мА/В. При таком режиме амплитуда изменения крутизны характеристики под воздействием гетеродинного напряжения $S_m \approx 0,5\,[(S_А - S_П) + (S_П - S_Б)] = 0,5\,(S_А - S_Б) = 0,5\,(4,2-0,5) = 1,85$ мА/В. Заменяя в формуле (9-19) Y_{21m} на S_m, получаем $S_{пр} = 0,5 \cdot 1,85 = 0,925$ мА/В. Будем полагать $R_{gп} = 0,1$ МОм. Тогда согласно выражению (9-16)

$$C_g > \frac{100}{49,75 \cdot 10^6 \cdot 10^5} = 20 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$$

По приложению 3 выбираем конденсатор емкостью 22 пФ.

Вычисляем индуктивность контурной катушки, пользуясь формулой (6-60):

$$L_{пр} = \frac{1}{6,28^2 \cdot 35^2 \cdot 10^{12} \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 9,7 \cdot 10^{-7} \text{ Г}.$$

По приложению 2 для пентодной части лампы 6Ф1П находим значение коэффициента $Б = 45 \cdot 10^{-21}$ См/Гц и внутреннее сопротивление $R_i = 0,7$ МОм. Тогда по формуле (4-12) $g_{ак1} = \dfrac{1}{7 \cdot 10^5} + 0,15 \cdot 45 \times \times 10^{-21} \cdot 35^2 \cdot 10^{12} = 9,7 \cdot 10^{-6}$ См. Согласно приложению 2 для лампы 6Ж1П коэффициент $Б = 9,1 \cdot 10^{-21}$ См/Гц. Из формулы (4-11) находим $g_{gк2} = 9,1 \cdot 10^{-21} \cdot 35^2 \cdot 10^{12} = 11,2 \cdot 10^{-6}$ См.

Вычисляем собственную проводимость контура по формуле (5-18) $g = \delta \omega_{пр} C_э = 0,015 \cdot 6,28 \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 66 \cdot 10^{-6}$ См. Эквивалентная проводимость контура

$$g_э = \delta_э \omega_{пр} C_э = \frac{П}{f_{пр}} \omega_{пр} C_э = \frac{8 \cdot 10^6}{35 \cdot 10^6} 6,28 \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 10^{-3} \text{ См}.$$

Следовательно, при полном включении контура добавочная шунтирующая проводимость определится формулой $g_ш = g_э - g - g_{ак1} - g_{gк2} = 10^{-3} - 66 \cdot 10^{-6} - 9,7 \cdot 10^{-6} - 11,2 \cdot 10^{-6} = 9,13 \cdot 10^{-4}$ См. Ей соответствует сопротивление $R_ш = 1/9,13 \cdot 10^{-4} = 1,1 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем по приложению 3 резистор сопротивлением 1,1 кОм. Заменяя в формуле (9-20) $Y_{21пр}$ на $S_{пр}$, получаем:

$$K_{0пр} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 0,925 \cdot 10^{-3}}{10^{-3}} = 0,925.$$

Столь малый коэффициент преобразования является следствием широкой полосы пропускания и большой эквивалентной проводимости контура.

9-4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ И ЛАМПОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С СОВМЕЩЕННЫМ ГЕТЕРОДИНОМ

В портативных приемниках гектометровых и километровых волн иногда применяются преобразователи частоты с совмещенным гетеродином. Их использование в указанных диапазонах волн является оправ-

данным, так как здесь не требуется высокой стабильности частоты гетеродина. Данные примера 9-1 показывают, что для этих диапазонов волн коэффициент расширения полосы пропускания (9-14) весьма близок к единице.

Характерной особенностью ПЧ с совмещенным гетеродином является то, что электронный прибор для преобразователя используется по схеме с общим эмиттером (катодом), а для гетеродина — по схеме с общей базой. Это позволяет обеспечить малое взаимное влияние между сигнальной и гетеродинной цепями и тем самым несколько повысить стабильность работы гетеродинной части. Возможный вариант транзисторного ПЧ с совмещенным гетеродином приведен на рис. 9-9. Здесь сигнальный контур $L_c C_c$ через конденсаторы $C_б$, $C_ф$, нижнюю часть катушки связи $L_{св.г}$ гетеродина и конденсатор $C_э$ подключается к базе и эмиттеру транзистора. Емкости конденсаторов $C_э$ и $C_ф$ выбираются

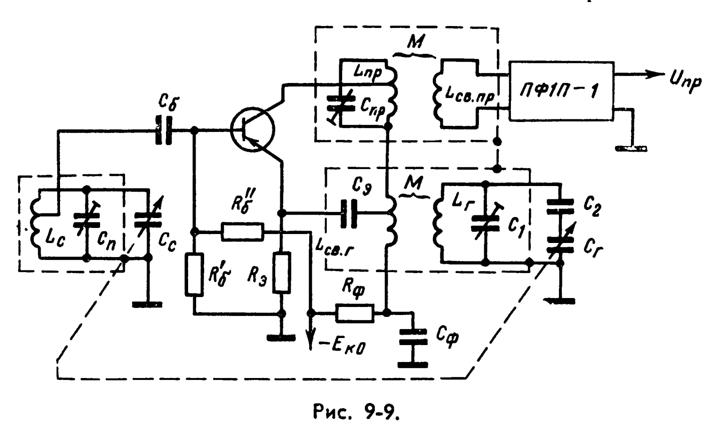


Рис. 9-9.

достаточно большими, а индуктивность $L_{св.г}$ — сравнительно малой. Поэтому их сопротивление на частоте сигнала близко к нулю. Следовательно, можно считать, что эмиттер для токов с частотой сигнала соединен с шасси. Избирательная система, состоящая из колебательного контура $L_{пр}C_{пр}$ и пьезокерамического фильтра (ПФ1П-1), настроена на промежуточную частоту и включена в коллекторную цепь транзистора. Для токов промежуточной частоты катушка обратной связи имеет достаточно малое сопротивление. Поэтому нижний конец контура $L_{пр}C_{пр}$ через большую емкость конденсатора $C_э$ подключается непосредственно к эмиттеру. Следовательно, нагрузка для токов промежуточной частоты включена между коллектором и эмиттером. В силу отмеченных обстоятельств для тока с частотой сигнала и промежуточной частотой транзистор работает по схеме с общим эмиттером.

Катушка обратной связи $L_{св.г}$ гетеродинной части схемы индуктивно связана с гетеродинным контуром $L_г C_г$. Она имеет отвод от средней части, который через конденсатор $C_э$ для токов с частотой гетеродина соединен с эмиттером. Нижний конец катушки связи через конденсатор большой емкости $C_ф$, нижнюю часть сигнального контура и конденсатор $C_б$ подключен к базе. Верхний конец катушки связи $L_{св.г}$ через контур $L_{пр}C_{пр}$ подключается к коллектору. Благодаря этому переменные напряжения гетеродина на базе и коллекторе по отношению к эмиттеру

находятся в противофазе. Это обеспечивает создание режима самовозбуждения. Иначе говоря, в гетеродине используется атвотрансформаторная трехточечная схема (см. рис. 9-3, *б*).

Поскольку сигнальный контур для токов с частотой гетеродина имеет сравнительно малое сопротивление, то для этих токов базу транзистора можно считать соединенной с шасси. Следовательно, в гетеродинном режиме транзистор работает по схеме с общей базой.

Благодаря большой проводимости прямой передачи транзисторов связь катушки обратной связи с контуром можно брать слабой, что обеспечивает удовлетворительную стабильность работы гетеродина.

С учетом сказанного в § 9-2 и 9-3 рабочую точку транзистора в рассматриваемой схеме ПЧ выбирают при токе коллектора 1—2 мА. Это обеспечивает наиболее приемлемые режимы как для преобразовательной, так и для гетеродинной частей схемы. Сопротивления резисторов

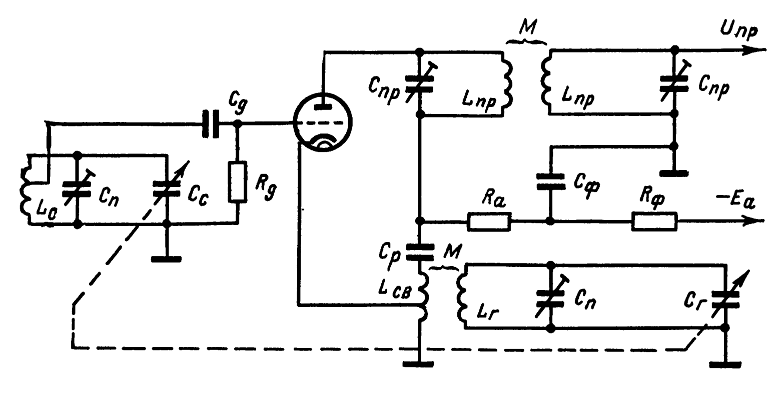


Рис. 9-10.

$R_э$, $R'_б$, $R''_б$ и $R_ф$ находят по методике § 6-2 из условий обеспечения заданного коллекторного тока и температурой стабилизации. Емкости конденсаторов $C_б$, $C_э$ и $C_ф$ также определяют по соответствующим формулам, приводимым §6-2 для наименьшей из трех рабочих частот схемы: сигнала гетеродина и промежуточной.

Связь транзистора с контурами сигнальной и промежуточной частот выбирается из тех же условий, что и для ПЧ с отдельным гетеродином. Параметры схемы гетеродина определяются по методике, изложенной в § 9-2. Поскольку в данной схеме нельзя одновременно обеспечить оптимальные режимы для гетеродинной и преобразовательной частей схемы, то, как правило, наилучший режим находят экспериментально, в процессе налаживания приемника.

На рис. 9-10 приведена схема ПЧ с совмещенным гетеродином, выполненная на триоде. Такая схема используется в радиовещательных приемниках второго и третьего классов метрового диапазона волн с целью уменьшения числа ламп и мощности источников питания. В таком ПЧ обычно используется одна половина двойного триода типа 6Н15П (вторая половина лампы используется в усилителе радиосигнала по схеме с общей сеткой).

Сигнальный колебательный контур через конденсатор C_g и нижнюю часть катушки связи гетеродина $L_{св}$ включен между сеткой и като-

дом лампы. Нагрузочный колебательный контур включен в анодную цепь. Разделительный конденсатор $C_р$ предотвращает замыкание источника анодного напряжения через катушку связи. Благодаря малой индуктивности катушки связи и большой емкости конденсатора $C_р$ для тока промежуточной частоты нижний конец первого колебательного контура $L_{пр}C_{пр}$ можно считать соединенным с катодом лампы. Следовательно, для преобразовательной части лампа включена по схеме с общим катодом, при этом схема питания анода последовательная (питающее напряжение подводится через первый контур). Резистор $R_а$ имеет сопротивление в несколько сотен ом и не влияет существенно на режим работы лампы в преобразовательном режиме.

Для тока с частотой гетеродина сигнальный колебательный контур имеет малое сопротивление, поэтому в гетеродинном режиме можно считать, что сетка лампы соединена с шасси и нижним концом катушки обратной связи гетеродина. Отвод этой катушки соединен с катодом, а верхний ее конец через конденсатор $C_р$ и колебательный контур промежуточный частоты — с анодом лампы. Сопротивление этого колебательного контура для токов с частотой гетеродина сравнительно мало. Таким образом, получается автотрансформаторная трехточечная схема гетеродина. Для гетеродина схема питания анода параллельная, поскольку анодное напряжение подводится через резистор $R_а$, параллельно которому (для токов с частотой гетеродина) включены катушка обратной связи и участок лампы анод — сетка. Следовательно, в гетеродине лампа включена по схеме с общей сеткой.

Исходное напряжение смещения на сетке лампы образуется на резисторе R_g за счет выпрямления гетеродинного напряжения, подводимого между сеткой и катодом с нижней части катушки обратной связи. Выбор остальных элементов схемы осуществляется по обычным методикам, описанным ранее.

9-5. ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА. ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЕ ПОМЕХИ

Для снятия кривой избирательности преобразователя частоты сигнал должен подводиться на вход схемы при отключенном входном контуре и постоянной настройке гетеродина. Предположим, что с учетом сказанного на вход ПЧ в качестве источника сигнала включен генератор стандартных сигналов (ГСС). Будем увеличивать несущую частоту выходного сигнала генератора и наблюдать за показаниями лампового вольтметра, включенного на выходе преобразователя. При этом предполагается, что в выходном сигнале ГСС высшие гармоники отсутствуют *.

Если промежуточная частота меньше минимальной частоты сигнала, то первые показания вольтметра будут соответствовать частоте генератора, близкой к промежуточной. При постоянной амплитуде входного сигнала вольтметр покажет наибольшее напряжение при равенстве частоты сигнала и промежуточной частоты. При дальнейшем увеличении частоты сигнала показания вольтметра начнут уменьшаться. Зависимость выходного напряжения от частоты входного сигнала в рассмотренной области частот соответствует кривой избирательности на-

* Метод учета высших гармоник в выходном сигнале ГСС описывается в § 15-5.

грузки ПЧ, который в этом случае работает в режиме усиления. На рис. 9-11 рассмотренная часть кривой избирательности ПЧ обозначена цифрой *1*.

Когда частота генератора приблизится к значению $f_г - f_{пр}$, на выходе ПЧ снова будет зафиксировано выходное напряжение, возникшее вследствие работы преобразователя в основном режиме для случая верхней настройки гетеродина. Наибольшее напряжение вольтметр покажет при частоте генератора, точно равной разности $f_г - f_{пр}$, которая согласно формуле (9-8) равна частоте сигнала $f_с$ при верхней настройке гетеродина. С последующим увеличением частоты генератора выходное напряжение ПЧ начнет уменьшаться (кривая *2*). Форма изменения амплитуды выходного напряжения, как и в первой области частот, будет повторять форму кривой избирательности нагрузки ПЧ. Но максимальное выходное напряжение в этой области получится меньше, чем в первой, так как проводимость преобразования меньше проводимости прямой передачи транзистора определяющей его усилительные свойства.

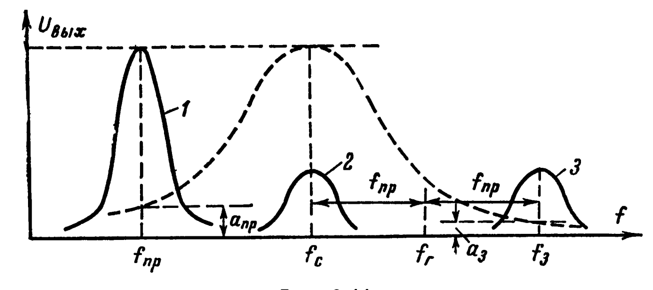


Рис. 9-11.

С дальнейшим увеличением частоты входного сигнала напряжение на выходе ПЧ появится при приближении частоты генератора к сумме $f_г + f_{пр}$. Наибольшее выходное напряжение будет при $f_г + f_{пр} = f_з$. Это равенство согласно формуле (9-8) должно соответствовать режиму работы преобразователя при нижней настройке гетеродина (кривая *3*). Форма изменения амплитуды выходного напряжения от частоты в этой третьей области также повторит форму кривой избирательности нагрузки ПЧ. Максимальное значение выходного напряжения будет таким же, как и во второй области. Различие в максимальном значении может быть лишь за счет того, что при более высокой промежуточной частоте проводимость прямой передачи транзистора для частоты $f_з$ станет меньше, чем для частоты $f_с$.

Поскольку средняя частота третьей области по отношению к частоте гетеродина является как бы зеркальным отображением средней частоты второй области, то ее принято называть *частотой зеркального канала*. Если основной режим работы преобразователя соответствует нижней настройке гетеродина, то частоты основного и зеркального каналов на рис. 9-11 поменяются местами. Однако расстояние между ними всегда будет равно удвоенной промежуточной частоте приемника.

Резюмируя сказанное, отметим, что в случае отсутствия на входе ПЧ избирательных систем и настройке гетеродина на частоту $f_г$ на выходе ПЧ может быть получен сигнал при трех значениях частоты вход-

ного сигнала: $f_{пр}$, $f_с$ и $f_з$. Иначе говоря, при фиксированной настройке гетеродина в указанных условиях ПЧ пропускает на свой выход сразу все три входных сигнала с отмеченными частотами. Чтобы на выход преобразователя мог проходить только один полезный сигнал с частотой $f_с$, до ПЧ должны включаться избирательные системы, способные в нужной степени подавить сигналы с частотой зеркального канала и промежуточной частотой. Эта задача решается избирательными системами входной цепи и усилителя радиосигнала, настраиваемыми на частоту полезного сигнала и называемыми обычно избирательными системами тракта радиосигнала (радиотракта). Эти системы обеспечивают предварительную (первичную) избирательность супергетеродинного приемника. Предположим, что суммарной кривой избирательности этих систем является штриховая линия на рис. 9-11. За счет избирательности радиотракта сигнал с промежуточной частотой до входа преобразователя согласно рис. 9-11 ослабится в

$$d_{пр} = 1/a_{пр} \qquad (9\text{-}23)$$

раз, а сигнал с частотой зеркального канала в

$$d_з = 1/a_з \qquad (9\text{-}24)$$

раз. Чем уже кривая избирательности радиотракта, тем больше ослабление на промежуточной частоте и частоте зеркального канала. Однако при высокой частоте полезного сигнала не всегда удается достигнуть нужных значений $d_{пр}$ и $d_з$. Это объясняется тем, что с ростом частоты сигнала кривая избирательности радиотракта при постоянных его параметрах (затухании контуров и их числе) будет расширяться.

Если из конструктивных и экономических соображений невозможно дальнейшее повышение избирательности радиотракта, то улучшить ослабление по зеркальному каналу можно увеличением промежуточной частоты приемника. За счет этого возрастет интервал частот между основным и зеркальным каналами и повысится $d_з$. При этом ослабление радиотракта на промежуточной частоте улучшится только при $f_с < f_{пр}$. В случае $f_с > f_{пр}$ ослабление на промежуточной частоте в радиотракте может даже уменьшиться. Однако этот недостаток можно в значительной степени устранить введением в радиотракт, например во входную цепь, специальных фильтров, настраиваемых на промежуточную частоту (см. рис. 5-9 и § 5-7). Конструктивно выполнить эти фильтры сравнительно просто, даже в приемниках с переменной настройкой, так как промежуточная частота в большинстве супергетеродинных приемников постоянна. Последнее обстоятельство позволяет в тракте промежуточной частоты использовать избирательные системы, обеспечивающие большое ослабление сигналов соседних каналов: двухконтурные и многоконтурные или многорезонаторные фильтры. Поэтому кривая избирательности тракта промежуточной частоты по своей форме получается достаточно близкой к прямоугольнику. При оценке избирательности всего супергетеродинного приемника кривые *1*, *2* и *3* на рис. 9-11 должны соответствовать кривым избирательности всего тракта промежуточной частоты. С учетом этого кривая избирательности радиотракта обычно оказывается более широкой, чем кривая *2* на рис. 9-11. Поэтому ослабление сигналов соседних каналов в радиотракте практически оказывается небольшим. Только в диапазоне километровых волн, в котором $f_с < f_{пр}$, радиотракт оказывает заметное влияние на ослабление сигналов соседних каналов. Но все же оно получается значительно меньше, чем в тракте промежуточной частоты, так как коэффициент прямоугольности кривой избира-

тельности радиотракта больше из-за применения в нем небольшого числа одиночных контуров. С учетом сказанного принято говорить, что в супергетеродинном приемнике *радиотракт обеспечивает избирательность по промежуточной частоте и частоте зеркального канала, а тракт промежуточной частоты — по соседнему каналу.*

Для достижения хорошей избирательности по соседнему каналу полоса пропускания тракта промежуточной частоты, а следовательно, и всего приемника должна быть по возможности узкой, но не уже значения, определяемого уравнением (9-13). Узкую полосу пропускания легче получить при более низкой промежуточной частоте. Поэтому возникает противоречие при выборе промежуточной частоты: для улучшения избирательности по зеркальному каналу ее надо брать высокой, а для повышения избирательности по соседнему каналу и сужения полосы пропускания — низкой. При необходимости это противоречие разрешается за счет применения в приемнике двух последовательно включенных ПЧ, и, естественно, двух трактов промежуточной частоты. Для первого тракта промежуточная частота выбирается достаточно высокой, обеспечивающей требуемое ослабление по зеркальному каналу, а во втором — низкой, при которой можно получить нужные полосу пропускания и избирательность по соседнему каналу. Подобные приемники называют приемниками с двойным преобразованием частоты.

Работа второго ПЧ сопровождается появлением своих побочных каналов приема и, в частности, на частоте второго зеркального канала. Частотой сигнала для второго ПЧ служит первая промежуточная частота приемника. На нее, естественно, настраиваются резонансные системы тракта первой промежуточной частоты. Они и должны обеспечивать ослабление по второму зеркальному каналу. Для оценки этого ослабления расстройка берется равной удвоенной второй промежуточной частоте приемника. В некоторой степени ослабление по второму зеркальному каналу достигается также избирательными системами радиотракта. Последнее, как правило, позволяет обеспечивать более сильное ослабление по второму зеркальному каналу по сравнению с первым.

В отдельных случаях профессиональные приемники могут иметь даже тройное преобразование частоты.

Описанное выше относится к случаю, когда перемещение рабочей точки ПЧ под действием напряжения гетеродина происходит в пределах линейного участка зависимости проводимости прямой передачи от напряжения между базой и эмиттером (сеткой и катодом) (см. рис. 9-2) и когда справедлива зависимость (9-4). Однако реальные характеристики транзисторов $Y_{21} = f(U_{бэ})$ и аналогичные им характеристики лампы $S = f(U_g)$ нелинейны на всем своем протяжении. Поэтому под воздействием напряжения гетеродина проводимость прямой передачи транзистора изменяется по сложному закону и кроме составляющей с частотой гетеродина имеет много высших гармоник:

$$Y_{21}(t) = Y_{21п} + Y_{21m} \sin \omega_г t + Y''_{21m} \sin 2\omega_г t + Y'''_{21m} \sin 3\omega_г t + \ldots \quad (9\text{-}25)$$

В силу нелинейных свойств усилителя на входе ПЧ могут появиться составляющие сигнала, соответствующие его гармоникам. Если учесть сказанное и подставить выражение (9-25) в (9-6), то после соответствующих тригонометрических преобразований можно получить уравнение для коллекторного тока транзистора преобразовательного каскада. Он будет состоять из постоянной составляющей и переменных составляющих: с частотой сигнала и ее гармониками;с частотой гетеродина и ее

гармониками; с разностными составляющими от всех гармоник гетеродина и сигнала. Значения частот этих разностных и суммарных комбинационных составляющих определяются уравнением

$$f_к = \pm p f_г \pm q f_с, \qquad (9\text{-}26)$$

где p и q — номера гармоник частот гетеродина и сигнала, образующих комбинационную частоту. Любая из них может быть использована для преобразования сигнала путем настройки на нее выходной избирательной системы. Если для преобразования используются первые гармоники частоты гетеродина и сигнала ($p = 1$ и $q = 1$), то режим преобразования называют простым. Все сказанное ранее относится именно к такому режиму.

Когда в процессе преобразования используются высшие гармоники гетеродина или сигнала, то режим преобразования называют сложным. На практике сложный режим используют в диапазонах дециметровых и более коротких волн с целью снижения основной частоты гетеродина. Это позволяет использовать в указанных диапазонах более простые схемы гетеродинов и обеспечить лучшую стабильность их частоты.

Может показаться, что, настроив выходную избирательную систему ПЧ на частоту нужной комбинационной составляющей, можно получить на его выходе переменное напряжение только с этой частотой. Однако это не так. Избирательная система обладает вполне определенной полосой пропускания, ширина которой не может быть меньше значения, определяемого формулой (9-13). Поэтому на выходе избирательной системы ПЧ могут создаться переменные напряжения от тех комбинационных составляющих, частоты которых окажутся в пределах полосы пропускания избирательной системы или будут вблизи ее границ и не получат должного ослабления в избирательной системе ПЧ по сравнению с напряжением полезной комбинационной составляющей. Рассмотрим сказанное на примерах.

При верхней настройке гетеродина указанные выше комбинационные составляющие чаще получаются от гармоник сигнала. Так, при промежуточной частоте 465 кГц и частоте сигнала 927 кГц частота гетеродина $f_г = 927 + 465 = 1392$ кГц. Разность $2f_с - f_г = 2 \cdot 927 - 1392 = 462$ кГц. Полоса пропускания радиовещательных приемников обычно составляет 6—9 кГц. Следовательно, вредная комбинационная составляющая с частотой 462 кГц пройдет через тракт промежуточной частоты. На входе детектора будут действовать два напряжения: с частотой полезной комбинационной составляющей 465 кГц и с частотой вредной комбинационной составляющей 462 кГц. В результате их совместного детектирования на выходе детектора создастся напряжение разностной частоты 465—462 = 3 кГц. Эта частота находится в пределах полосы пропускания низкочастотного тракта радиовещательных приемников, и напряжение с частотой 3 кГц пройдет на выход приемника. Оно будет прослушиваться в виде чистого тона — «свиста» и явится помехой приему полезного сигнала. Данный вид помех принято называть интерференционными помехами. Характерно, что при изменении настройки приемника (частоты гетеродина) тон (частота) «свиста» становится другим. При настройке гетеродина на частоту 1393 кГц частота полезной комбинационной составляющей станет равной $f_г - f_с = 1393 - 927 = 466$ кГц, а частота вредной составляющей $2f_с - f_г = 2 \cdot 927 - 1393 = 461$ кГц. За счет их совместного воздействия на детектор будет получен интерференционный «свист» с частотой 466 — 461 = 5 кГц.

При нижней настройке гетеродина вредные комбинационные составляющие чаще получаются от гармоник гетеродина. Так, при промежуточной частоте 465 кГц и частоте сигнала 774 кГц частота гетеродина $f_г = f_с - f_{пр} = 774 - 465 = 309$ кГц. За счет взаимодействия четвертой гармоники частота гетеродина и первой гармоники частоты сигнала разностная частота вредной комбинационной составляющей будет равна $4 \cdot 309 - 774 = 462$ кГц. На выходе приемника появится напряжение интерференционного «свиста» с частотой $465—462 = 3$ кГц. Нетрудно у едиться, что и в этом случае частота интерференционной помехи меняется при перестройке приемника. Пользуясь этим, можно избавиться от интерференционной помехи, стараясь вывести частоту «свиста» за пределы полосы пропускания низкочастотного тракта приемника. Но при большой расстройке прием полезного сигнала будет сопровождаться искажениями.

Поскольку напряжение гетеродина, подводимое к ПЧ, имеет достаточно большую амплитуду, то его гармоники действуют более эффективно, чем гармоники сигнала. Это является одной из причин того, что большинство супергетеродинных приемников выполняется с верхней настройкой гетеродина.

Интерференционная помеха может создаваться и в случае прохождения через радиотракт сигналов от других радиостанций. Так, при промежуточной частоте 465 кГц, частоте полезного сигнала 160 кГц и сильных помехах с частотами 151 и 174 кГц вторая гармоника первой помехи с частотой сигнала образует вредную комбинационную составляющую $f_{к1} = 2 \cdot 151 + 160 = 462$ кГц Четвертая гармоника сигнала с частотой второй помехи создает комбинационную составляющую с частотой $f_{к2} = 4 \cdot 160 - 174 = 466$ кГц. Следовательно, на выходе приемника будет прослушиваться частота биений вредных комбинационных частот $466 - 462 = 4$ кГц. Но частота этого «свиста» не меняется при перестройке приемника (частоты гетеродина), так как в ее создании напряжение гетеродина не участвует. Пользуясь сказанным, можно различать интерференционные помехи от мешающих станций и от гармоник полезного сигнала или гетеродина. Отметим, что в рассмотренном примере прохождение помех практически исключается, так как разностная частота $f_г - f_п = f_с + f_{пр} - f_п = 160 + 465 - 151 = 474$ кГц находится за пределами полосы пропускания тракта промежуточной частоты (расстройка равна 9 кГц, т. е. расстройке соседнего канала). Для второй помехи расстройка в тракте промежуточной частоты будет еще больше — 14 кГц.

Учитывая возможность вредного сложного преобразования наравне с полезным простым из формулы (9-26) можно получить частоты дополнительных каналов приема:

$$f_{доп} = \frac{p}{q} f_г \pm \frac{1}{q} f_{пр} \tag{9-27}$$

Отсюда при верхней настройке гетеродина легко получить выражения для частоты зеркального канала. Так, положив $p = q = 1$, при знаке плюс в формуле (9-27) имеем $f_{доп} = f_г + f_{пр} = f_з$. При $p = 2$ и $q = 1$ получаются два дополнительных канала, которые согласно формуле (9-27) зеркально отстоят от частоты второй гармоники гетеродина на промежуточную частоту. При $p = 3$ и $q = 1$ аналогично два дополнительных канала образуются около частоты третьей гармоники гетеродина и т. д. Частоты этих дополнительных каналов будут отстоять от частоты полезного сигнала дальше, чем зеркального канала, и их ослабление радиотрактом будет сильнее. Кроме того, проводимость

сложного преобразования меньше проводимости простого преобразования. Это также способствует лучшему подавлению указанных дополнительных каналов приема. Именно поэтому при проектировании и испытании приемников достаточно проверить ослабление по зеркальному каналу как наиболее сильному из всех дополнительных каналов приема.

Ослаблению интерференционных помех и дополнительных каналов приема в большой степени способствует правильный выбор рабочей точки преобразователя частоты на наиболее линейном участке характеристики $Y_{21}(U_{бэ})$ и амплитуды напряжения гетеродина (не более $U_{гm макс}$ на рис. 9-7).

9-6. ВЫБОР ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Как отмечалось в § 9-5, при выборе промежуточной частоты должны учитываться два противоречивых требования: необходимость обеспечения заданной полосы пропускания приемника и требуемого ослабления по зеркальному каналу. Для транзисторных и ламповых приемников удобнее всего решать эту задачу в следующем порядке.

Задаются наименьшим конструктивно осуществимым эквивалентным затуханием колебательных контуров радиотракта $\delta_{э.с}$ и числом избирательных систем в нем $n_с$. В приемниках с переменной настройкой полагают входную цепь одноконтурной, а усилители радиосигнала — резонансными. Из конструктивных соображений обычно применяют не более одного каскада усилителя радиосигнала. В этом случае при одноконтурной входной цепи $n_с = 2$. Расстройка зеркального канала относительно полезного равна удвоенной промежуточной частоте. Следовательно, согласно формуле (4-19) обобщенная расстройка зеркального канала

$$\xi_з = \frac{1}{\delta_{э.с}}\left(\frac{f_с + 2f_{пр}}{f_с} - \frac{f_с}{f_с + 2f_{пр}}\right).$$

Подставляя в формулу (5-2) требуемое ослабление по зеркальному каналу и полученное выражение для обобщенной расстройки, можно найти соответствующее им значение промежуточной частоты

$$f_{пр.з} \geqslant 0{,}5Bf_{с.макс}, \tag{9-28}$$

где

$$B = 0{,}5\left(A + \sqrt{A^2+4}\right) - 1 \quad \text{и} \quad A = \delta_{э.с}\sqrt{\sqrt[0{,}5n_с]{d_з} - 1}. \tag{9-29}$$

Знак $\geqslant$ в формуле (9-28) поставлен потому, что с повышением промежуточной частоты ослабление по зеркальному каналу увеличивается.

Поскольку наихудшая избирательность радиотракта оказывается на максимальной рабочей частоте, то в формулу (9-28) подставляется ее значение. На более низких частотах кривая избирательности радиотракта будет уже, а подавление по зеркальному каналу больше.

Когда параметр $A < 0{,}45$, то с погрешностью менее 10% можно считать $B \approx 0{,}5\ A$ и

$$f_{пр.з} \geqslant 0{,}25A \cdot f_{с.макс} = 0{,}25\delta_{э.с}f_{с.макс}\sqrt{\sqrt[0{,}5n_с]{d_з} - 1}. \tag{9-30}$$

Эта формула получается при использовании упрощенного выражения (5-3) для обобщенной расстройки.

В случае применения более сложных избирательных систем в радиотракте можно воспользоваться методиками, приведенными в литературе [4].

На минимальной рабочей частоте полоса пропускания радиотракта наиболее узкая. Поэтому наибольшее ослабления радиотракта определяют на границе полосы пропускания приемника $П_п$ на данной частоте. Для этого можно пользоваться упрощенной формулой обобщенной расстройки (5-3) $\xi_п = П_п/\delta_{э.с} f_{с.мин}$. Подставляя эту формулу в выражение (5-2), получаем:

$$d_{с.п} = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{П_п}{\delta_{э.с} f_{с.мин}}\right)^2}\right]^{n_с}. \qquad (9\text{-}31)$$

Рассмотрим основные методики выбора промежуточной частоты.

1. Если ослабление, определяемое формулой (9-31), получится меньше 1,05, то влиянием радиотракта на полосу пропускания приемника можно пренебречь и считать, что она определяется только трактом промежуточной частоты.

Если избирательность по соседнему каналу задана полосой пропускания приемника $П_п$ и коэффициентом прямоугольности $К_п$, по табл. 5-1 выбирают такую наипростейшую схему тракта промежуточной частоты, которая при минимальном числе избирательных систем $n_{пр}$ обеспечивает заданный коэффициент прямоугольности. Выполняется это в соответствии с рекомендациями, приведенными в § 7-8.

Когда избирательность по соседнему каналу задана ослаблением $d_с$ и расстройкой $\Delta f_с$, то при известной полосе пропускания коэффициент прямоугольности требуемой кривой избирательности определяется в соответствии с выражением (5-9):

$$К_{пd} = 2\Delta f_{сd}/П_п. \qquad (9\text{-}32)$$

Если ослабление не соответствует табличным данным (10, 100), то выбор схемы тракта промежуточной частоты и числа избирательных систем производится или интерполированным табличных данных, или по обобщенным кривым избирательности, приводимым в литературе [3, 4, 5, 11].

Приняв минимально осуществимое эквивалентное затухание колебательных контуров тракта промежуточной частоты $\delta_{э.пр}$, из уравнения (1-4) находят значение промежуточной частоты, при котором можно обеспечить заданную полосу пропускания:

$$f_{пр.с} \leq \frac{П_п}{\delta_{э.пр}} \Psi(n_{пр}). \qquad (9\text{-}33)$$

Здесь значение функции $\Psi(n_{пр})$ определяется из табл. 5-1 в соответствии со схемой тракта промежуточной частоты и числом избирательных систем.

Если получится

$$f_{пр.с} \geq f_{пр.з}, \qquad (9\text{-}34)$$

то для промежуточной частоты можно взять любое значение от $f_{пр.з}$ до $f_{пр.с}$, так как они позволяют получить нужные полосу пропускания и ослабление по зеркальному каналу. Если же неравенство (9-34) не выполняется, то ни одно из полученных значений промежуточной частоты не может быть принято. В этом случае добиться выполнения условия (9-34) можно двумя путями. Первый путь: для повышения $f_{пр.с}$

можно увеличить число избирательных систем в тракте промежуточной частоты или брать схему с большим значением функции Ψ ($n_{пр}$). Но при этом новая схема, естественно, должна удовлетворять требуемому коэффициенту прямоугольности. Второй путь: для снижения $f_{пр.з}$ можно или увеличивать число избирательных систем в радиотракте, что увеличит число каскадов в нем, или применять в радиотракте вместо одиночных колебательных контуров более сложные избирательные системы Применив, например, двухконтурные системы, новое значение $f_{пр.з}$ находят из уравнения (5-10) аналогично описанному ранее применительно к уравнению (5-2).

2. Если согласно формуле (9-31) ослабление радиотракта на границе полосы пропускания окажется больше 1,05, то следует учитывать влияние радиотракта на результирующую полосу пропускания приемника. В этом случае вначале следует проверить возможность увеличения эквивалентного затухания контуров радиотракта на самом низкочастотном диапазоне приемника. Для этого, положив в формуле (9-31) $d_{с.п} = 1{,}05$, определяют искомое значение эквивалентного затухания:

$$\delta'_{э.с} = \frac{П_п}{f_{с.мин}} \sqrt{\sqrt[0,5n_с]{d_{с.п}} - 1}. \qquad (9\text{-}35)$$

Подставив выражение (9-35) и значение максимальной частоты низкочастотного поддиапазона в выражение (9-28), находим соответствующую этому затуханию частоту $f_{пр.з}$. Далее решение производится по методике, приведенной в п. 1. Обычно этого бывает достаточно. Аналогичную проверку делают и для следующего низкочастотного поддиапазона.

Окончательный выбор промежуточной частоты производят с учетом следующих условий. Промежуточная частота должна быть вне диапазона рабочих частот приемника. Если промежуточная частота находится в диапазоне рабочих частот, то при приеме сигналов, близких по частоте к промежуточной, может быть очень высок уровень интерференционных помех. Кроме того, облегчаются условия самовозбуждения, так как каскады радиотракта оказываются настроенными почти на промежуточную частоту. Поэтому в радиовещательных приемниках промежуточная частота выбирается в интервале между «длинноволновым» и «средневолновым» диапазонами (465 кГц). Промежуточная частота должна быть по возможности низкой, чтобы устойчивое усиление каскадов было больше и при меньшем числе каскадов обеспечивалась требуемая чувствительность.

Наиболее часто применяют следующие значения промежуточной частоты: 110, 465, 625, 900 кГц; 1,6; 2; 6,5; 8,4; 30; 35 МГц.

Пример 9-5. Выбрать промежуточную частоту транзисторного приемника, если из расчета его функциональной схемы известно, что $П_п = 8$ кГц, $K_{п100} \leqslant 2{,}5$, $f_{1мин} = 150$ кГц; $f_{1макс} = 408$ кГц, $f_{2мин} = 525$ кГц, $f_{2макс} = 1605$ кГц, $f_{3мин} = 9{,}5$ МГц, $f_{3макс} = 12$ МГц. Ослабление по зеркальному каналу не менее 30 дБ.

Положим эквивалентное затухание сигнальных колебательных контуров $d_{э.с} = 0{,}02$. Если применять в радиотракте только одноконтурную входную цепь ($n_с = 1$), то согласно формуле (9-29) $A = 0{,}02 \times \sqrt{\sqrt[0,5]{31{,}6} - 1} = 0{,}632$ и $B = 0{,}5\,(0{,}632 + \sqrt{0{,}632^2 + 4}) - 1 = 0{,}366$. По формуле (9-28) $f_{пр.з} \geqslant 0{,}5 \cdot 0{,}366 \cdot 12 \cdot 10^6 = 2{,}2 \cdot 10^6$ Гц. При такой промежуточной частоте нужную полосу пропускания приемника получить нельзя. Поэтому для решения задачи требуется хотя

бы один каскад усилителя радиосигнала. Тогда $n = 2$ и

$$A = 0{,}02\sqrt{\sqrt{31{,}6} - 1} = 0{,}111.$$

В данном случае согласно формуле (9-30) $f_{пр.з} = 0{,}25 \cdot 0{,}111 \times 12 \cdot 10^6 = 0{,}33 \cdot 10^6$ Гц, что вполне приемлемо.

Проверяем ослабление радиотракта на границе полосы пропускания. По формуле (9-31)

$$d_{с.п} = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{8 \cdot 10^3}{1{,}5 \cdot 10^5 \cdot 0{,}02}\right)^2}\right]^2 = 8{,}1,$$

что недопустимо. Поэтому из выражения (9-35) находим нужное затухание для низкочастотного поддиапазона:

$$\delta'_{э.\,с1} = \frac{8 \cdot 10^3}{1{,}5 \cdot 10^5} \frac{1}{\sqrt{\sqrt{1{,}05} - 1}} = 0{,}169$$

При таком затухании на максимальной частоте первого поддиапазона согласно выражению (9-29): $A = 0{,}169\sqrt{\sqrt{31{,}6} - 1} = 0{,}935$ и $B = 0{,}5\,(0{,}935 + \sqrt{0{,}935^2 + 4}) - 1 = 0{,}572$. Тогда по формуле (9-28) $f_{пр.з} \geq 0{,}5 \cdot 0{,}572 \cdot 4{,}08 \cdot 10^5 = 1{,}17 \cdot 10^5$ Гц, что вполне приемлемо

Аналогично проверку делаем для второго поддиапазона. По формуле (9-35) определяем

$$\delta'_{э\,с2} = \frac{8 \cdot 10^3}{5{,}25 \cdot 10^5} \frac{1}{\sqrt{\sqrt{1{,}05} - 1}} = 0{,}048$$

Согласно выражению (9-29) $A = 0{,}048\sqrt{\sqrt{31{,}6} - 1} = 0{,}266$ и по формуле (9-30) находим $f_{пр.з} \geq 0{,}25 \cdot 0{,}266 \cdot 1{,}605 \cdot 10^6 = 0{,}108 \cdot 10^5$ Гц, что может быть принято. Для третьего поддиапазона ослабление на границе полосы пропускания определяем также из формулы (9-31):

$$d_{с.п} = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{8 \cdot 10^3}{9{,}5 \cdot 10^6 \cdot 0{,}02^2}\right)^2}\right]^2 = 1{,}004,$$

поэтому в третьем поддиапазоне при $d_с = 0{,}02$ радиотракт не будет влиять на полосу пропускания приемника.

Таким образом, наибольшее значение $f_{пр.з} = 0{,}33 \cdot 10^6$ Гц получилось для третьего поддиапазона.

Согласно данным табл. 5-1 требуемый коэффициент прямоугольности обеспечивают: а) пять пар связанных контуров при критической связи; б) один фильтр из четырех колебательных контуров. Оптимальность одного из этих вариантов определяется из условия обеспечения требуемого усиления тракта промежуточной частоты. Для варианта «а» из табл. 5-1 находим $\Psi_3\,(5) = 1{,}16$. Следовательно, согласно выражению (9-33)

$$f_{пр.с} \leq \frac{8 \cdot 10^3}{0{,}02} 1{,}16 = 4{,}64 \cdot 10^5 \text{ Гц}.$$

Для варианта «б» $\Psi_4\,(4) = 2{,}82$ и

$$f_{пр.с} \leq \frac{8 \cdot 10^3}{0{,}02} 2{,}82 = 1{,}13 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

Таким образом, неравенство (9 34) выполняется для обоих вариантов, но рекомендуемое для радиовещательных приемников значение промежуточной частоты 465 кГц приемлемо (на пределе) лишь для варианта «а».

9-7. СОПРЯЖЕНИЕ НАСТРОЕК КОНТУРОВ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА

В современных приемниках с переменной настройкой все колебательные контуры радиотракта и контур гетеродина настраиваются одной ручкой. При настройке колебательных контуров за счет изменения емкости роторы контурных конденсаторов переменной емкости укрепляются на одной общей оси, которая связывается с ручкой настройки приемника через специальное механическое верньерное устройство [18] В случае настройки за счет изменения индуктивности используется механическая система, с помощью которой осуществляется перемещение сердечников при вращении ручки настройки В обоих случаях с целью упрощения и удешевления производства приемника желательно применять идентичные элементы перестройки во всех контурах. Для этого все секции в блоке переменных конденсаторов берутся одинаковыми. Указанное требование вызывает необходимость сопряжения настроек сигнальных и гетеродинного колебательных контуров приемника.

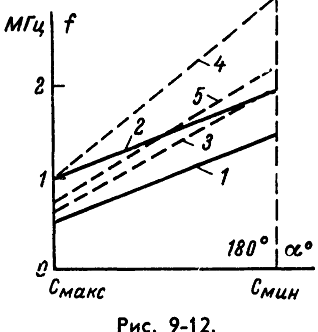


Рис. 9-12.

Наиболее часто для настройки колебательных контуров применяются прямочастотные конденсаторы, которые обеспечивают линейную зависимость собственной частоты контура от угла поворота ротора. За счет этого частотная шкала настройки приемника получается линейной, что и показано прямой *1* на рис. 9-12. Предположим, что коэффициент поддиапазона сигнальных контуров (5-50) равен 3 ($f_{с.мин} = 0{,}5$ МГц и $f_{с.макс} = 1{,}5$ МГц). При верхней настройке гетеродина и промежуточной частоте 0,5 МГц изменение частоты гетеродина должно происходить по прямой *2*. Согласно формуле (9-8) минимальная частота гетеродина $f_{г.мин} = 0{,}5 + 0{,}5 = 1$ МГц, а максимальная $f_{г.макс} = 1{,}5 + 0{,}5 = 2$ МГц. При этом коэффициент поддиапазона гетеродинного колебательного контура $k_{д.г} = 2/1 = 2$. Но поскольку в контуре гетеродина применяется такой же конденсатор переменной емкости, как и в сигнальных контурах, то его коэффициент поддиапазона должен быть тем же, что и у сигнальных контуров, и равным 3. Сопряжение настроек колебательных контуров можно производить несколькими способами.

1. Если выбором индуктивности гетеродинного контура обеспечить точное сопряжение настройки гетеродинного колебательного контура в конце диапазона, т. е. иметь $f_{г.макс} = 1{,}5 + 0{,}5 = 2$ МГц, то его минимальная частота $f_{г.мин} = f_{г.макс}/k_{д.с} = 2/3 = 0{,}67$ МГц, что и соответствует штриховой линии *3*.

Поскольку кривая избирательности тракта промежуточной частоты более узкая и близкая по форме к прямоугольнику, чем кривая изби-

рательности радиотракта, то в процессе настройки приемника по максимальной громкости (максимуму напряжения выходного сигнала) точно на нужную частоту $f_г = f_с + f_{пр}$ оказывается настроенным гетеродин. При погрешности в настройке гетеродина несколько большей половины полосы пропускания тракта промежуточной частоты частота полезной комбинационной составляющей $f_{к.пол} = f_г - f_с$ выйдет за пределы этой полосы пропускания и сигнала на выходе приемника не будет, ибо боковые ветви кривой избирательности этого тракта очень крутые.

Если контуры радиотракта окажутся расстроенными относительно частоты сигнала на полосу пропускания тракта промежуточной частоты или даже несколько больше, то сигнал, хотя и немного ослабленный, пройдет на вход ПЧ, а при точной настройке гетеродина — и на выход приемника. Подобная расстройка радиотракта может привести к прекращению приема лишь в диапазоне километровых волн, в котором полоса пропускания радиотракта сравнима с полосой пропускания тракта промежуточной частоты В результате изменится также рабочий диапазон приемника, поскольку, как отмечалось ранее, настройка приемника определяется частотой гетеродина. Действительно, в начале поддиапазона частота принимаемого сигнала будет $f'_с = f_{г.мин} - f_{пр} = 0,67 - 0,5 = 0,17$ МГц, а не 0,5 МГц, как требуется.

Таким образом, при изменении частоты гетеродина в соответствии с линией *3* в конце поддиапазона контуры радиотракта будут точно настроены на частоту сигнала, но по мере уменьшения частоты они окажутся расстроенными по отношению к частоте сигнала. Наибольшая расстройка будет в начале поддиапазона. Ее относительная величина определяется уравнением

$$b_с = \frac{\Delta f_с}{f_с} = \left| \frac{f_с - (f_г - f_{пр})}{f_с} \right|. \tag{9-36}$$

Применительно к данным рис. 9-12 и сказанному ранее максимальная относительная расстройка сигнальных контуров $b_с = \frac{0,5-(0,67-0,5)}{0,5} = 0,67$, что значительно больше $\delta_{э.с}$. Следовательно, расстройка превышает половину полосы пропускания радиотракта и недопустима.

2. Соответствующим подбором индуктивности колебательного контура гетеродина можно добиться точного сопряжения в начале поддиапазона. Но тогда в конце поддиапазона частота гетеродина будет $f_{г.макс} = k_{д.с} f_{г.мин} = 3 \cdot 1 = 3$ МГц и изменение частоты гетеродина будет происходить по прямой *4*. В этом случае в конце поддиапазона частота принимаемого сигнала $f'_{смакс} = f_{г.макс} - f_{пр} = 3 - 0,5 = 2,5$ МГц вместо необходимых 1,5 МГц. Таким образом, как и в первом случае, изменяется рабочий диапазон приемника, а в конце поддиапазона имеет место максимальная относительная расстройка сигнальных колебательных контуров $b_с = \frac{1,5-(3-0,5)}{1,5} = 0,67$. Ее значение оказалось таким же, как и в первом случае. Следовательно, по максимальной относительной погрешности сопряжения настроек колебательных контуров рассмотренные случаи равноценны.

3. Можно подобрать индуктивность колебательного контура гетеродина так, чтобы точное сопряжение настроек контуров оказалось

на средней частоте поддиапазона. В этом случае частота гетеродина должна изменяться по прямой *5*. Для нее характерно, что отклонение частоты гетеродина от нужного значения в начале поддиапазона будет меньше, чем в первом случае, а в конце поддиапазона меньше, чем во втором случае. Поэтому и максимальная относительная расстройка колебательных контуров радиотракта будет также меньше, чем для обоих ранее рассмотренных случаев. Подбором частоты точного сопряжения можно добиться, чтобы относительная расстройка на концах поддиапазона стала одинаковой. Этот вариант будет наилучшим из рассмотренных. Но при широком поддиапазоне максимальная относительная расстройка получается большой и превышает допустимую, за которую в радиоприемной технике принимают обычно половину полосы пропускания резонансной системы. Таким образом, *погрешность сопряжения* настроек сигнальных и гетеродинного контуров *не должна превышать половины полосы пропускания радиотракта.* Это условие согласно формуле (7-8) обеспечивается при выполнении неравенства

$$b_{с.\,макс} \leqslant 0{,}5\delta_{э.\,с}/\Psi_1(n_с), \qquad (9\text{-}37)$$

где $\delta_{э.с}$ — эквивалентное затухание и $n_с$ — число контуров в радиотракте. Значения функции $\Psi_1(n_с)$ приведены в табл. 5-1.

Для уменьшения погрешности сопряжения в первом случае необходимо так изменить схему гетеродинного колебательного контура, чтобы его частота в конце поддиапазона сохранялась прежней, а в начале поддиапазона существенно увеличивалась и становилась равной требуемому значению $f_{с.мин} + f_{пр}$. Достигнуть этого можно путем включения в контур последовательно с основным конденсатором добавочного конденсатора C_2, емкость которого достаточно велика (рис. 9-13, *а*). В этом случае эквивалентная емкость контура гетеродина

$$C_{э.\,г} = \frac{C_2 C_г}{C_2 + C_г}. \qquad (9\text{-}38)$$

В конце поддиапазона, когда емкость переменного конденсатора минимальна, $C_г \ll C_2$ и $C_{г.э} \approx C_г$. Следовательно, частота гетеродинного контура при большой емкости конденсатора C_2 в конце поддиапазона практически сохраняется прежней. В начале поддиапазона емкость переменного конденсатора максимальна и $C_{г.э}$ существенно меньше $C_г$, за счет чего частота гетеродинного контура повышается. С учетом сказанного изменение частоты гетеродина будет происходить по кривой *3'* (рис. 9-13, *а*). Наибольшая абсолютная и относительная погрешности в этом случае окажутся на частоте, близкой к средней частоте поддиапазона. Их значения, естественно, будут значительно меньше, чем без применения конденсатора C_2. При сопряжении настройки в крайних точках поддиапазона емкость конденсатора C_2 можно вычислить по формуле (6-58), подставив в нее $k_{д.г}$ вместо $k_д$ и заменив $C_{посл}$ на C_2. Индуктивность гетеродинного контура вычисляется по формуле (6-60) при подстановке в нее значений $\omega_{г.макс}$ и $C_{г.э}$, найденных из выражения (9-38) для минимальной емкости конденсатора $C_г$.

Соответствующим подбором индуктивности гетеродинного контура и емкости конденсатора C_2 можно добиться точного сопряжения настроек на двух частотах внутри поддиапазона, несколько отстоящих от его концов. В этом случае изменение частоты гетеродина будет происходить по кривой *3''* (рис. 9-13, *а*). Максимальная погрешность сопряжения при этом получается меньше, чем в случае точного сопряжения на концах поддиапазона. Но расчеты в этом случае более тру-

доемки [25]. Поэтому расчет $L_г$ и C_2 часто выполняют для сопряжения на концах поддиапазона, а при настройке приемника изменяют их значение так, чтобы точки точного сопряжения отстояли от крайних частот поддиапазона на величину b_f, выраженную в процентах. Эта величина определяется по номограмме, представленной на рис. 9-14, *а* в зависимости от коэффициента диапазона контуров радиотракта. Согласно рис. 9-13, *а* частоты точного сопряжения $f_1 = (1 + b_f) f_{с.мин}$; $f_2 = (1 - b_f) f_{с.макс}$. Получающаяся при этом максимальная относительная погрешность сопряжения находится по номограмме, представленной на рис. 9-14, *б*. Для этого предварительно вычисляют отношение $f_{пр}/f_{с.макс}$ и отмечают точкой *1* полученное значение на шкале *III*. На шкале *I* отмечают точку *2*, соответствующую коэффициенту диапазона сигнальных контуров. Затем соединяют точки *1* и *2* прямой.

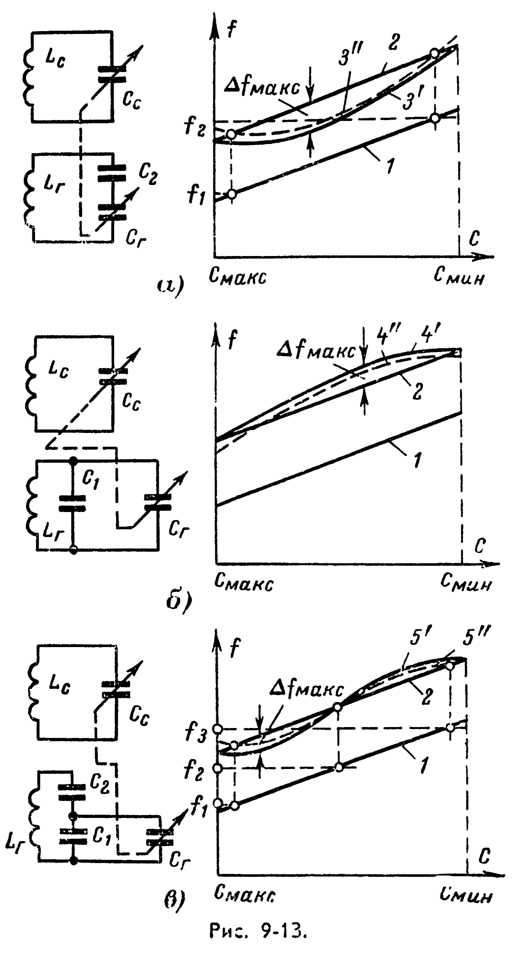


Рис. 9-13.

Ее пересечение со школой *II* (точка 3) определяет максимальное значение относительной погрешности сопряжения.

Пример 9-6. Определить максимальную относительную погрешность сопряжения и емкость добавочного конденсатора гетеродинного контура, полагая параметры контуров радиотракта соответствующими примеру 6-8 ($k_{д.с} = 12/9{,}5 = 1{,}26$, $C_{макс} = 365$ пФ, $C_{мин} = 10$ пФ, $C_\Sigma = 28$ пФ, $\delta_{э.с} = 0{,}0162$), при промежуточной частоте 465 кГц.

Согласно номограмме, представленной на рис. 9-14, *а*, получаем $b_f = 0{,}018$. Следовательно, частоты точного сопряжения равны 9,7 и 11,7 МГц Определим отношение $f_{пр}/f_{с.макс} = 0{,}465/12 = 0{,}039$. Согласно рис. 9-14, *б* максимальная относительная погрешность сопря-

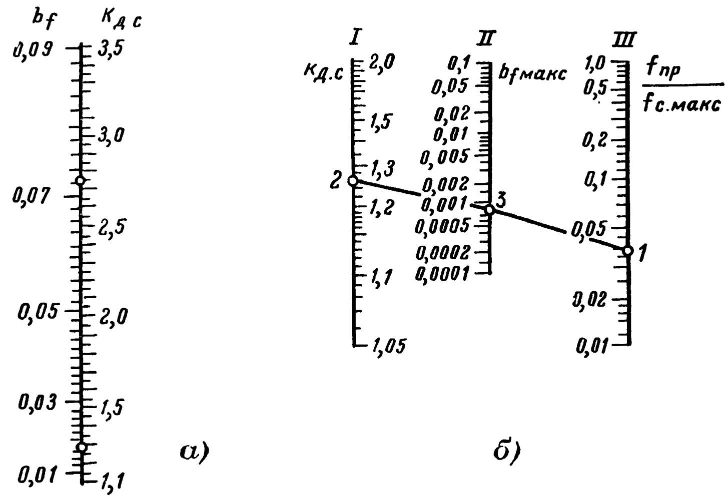


Рис. 9-14.

жения равна 0,0008. Неравенство (9-37) при этом выполняется для одного контура в радиотракте (входная цепь) $0{,}0008 < 0{,}5 \cdot 0{,}0162/1 = 0{,}0081$ и сопряжение настроек в двух точках диапазона в данном случае допустимо. При двух контурах (один каскад УРС) погрешность сопряжения также будет допустима $0{,}0008 < \frac{0{,}5 \cdot 0{,}0162}{1{,}56} = 0{,}0052$.

В соответствии с формулой (9-8) $f_{г.макс} = 12 \cdot 10^6 + 4{,}65 \cdot 10^5 = 12{,}465 \cdot 10^6$ Гц и $f_{г.мин} = 9{,}5 \cdot 10^6 + 4{,}65 \cdot 10^5 = 9{,}965 \cdot 10^6$ Гц. Необходимый коэффициент поддиапазона гетеродинного контура $k_{д.г} = \frac{12{,}465 \cdot 10^6}{9{,}965 \cdot 10^6} = 1{,}25$. Согласно формуле (6-58) с учетом сказанного ранее о замене обозначений получим:

$$C_2 = \frac{(1{,}25^2 - 1)\,[28\,(365 + 10) + 365 \cdot 10]}{2\,[(28 + 365) - 1{,}25^2\,(28 + 10)]} +$$

$$+ \sqrt{\frac{(1{,}25^2 - 1)^2\,[28\,(365 + 10) + 365 \cdot 10]^2}{4\,[(28 + 365) - 1{,}25^2\,(28 + 10)]^2} + \frac{28 \cdot 365 \cdot 10\,(1{,}25^2 - 1)}{28 + 365 - 1{,}25^2\,(28 - 10)}} =$$

$$= 29 \text{ пФ}.$$

Для конца поддиапазона емкость $C_{г.мин} = C_{мин} + C_{\Sigma} = 10 + 28 = 38$ пФ, а эквивалентную емкость этого контура определяем из выражения (9-38): $C_{г.э.мин} = \frac{29 \cdot 38}{29 + 38} = 16,5$ пФ. Используя выражение (6-60), находим индуктивность катушки гетеродинного контура:

$$L_г = \frac{1}{\omega^2_{г.макс} C_{г.э.мин}} = \frac{1}{6,28^2 \cdot 12,46^2 \cdot 10^{12} \cdot 16,5 \cdot 10^{-12}} = 10^{-6} \text{ Г}.$$

Таким образом, все параметры контура гетеродина найдены.

Для сопряжения контуров по способу 2 гетеродинный контур следует построить так, чтобы в начале поддиапазона частота контура сохранялась прежней, а в конце существенно уменьшалась. Достигается это за счет включения в контур гетеродина добавочного конденсатора C_1 (см. схему рис. 9-13, *б*) сравнительно малой емкости. При этом эквивалентная емкость гетеродинного контура

$$C_{г.э} = C_г + C_1. \tag{9-39}$$

В начале поддиапазона емкость основного конденсатора гетеродинного контура максимальна и при $C_1 \ll C_{г.макс}$ $C_{г.э} \approx C_г$. Благодаря этому частота гетеродинного контура в начале поддиапазона сохраняется практически прежней. В конце поддиапазона емкость конденсатора $C_г$ минимальна и $C_{г.э}$ существенно превышает $C_г$. За счет этого частота гетеродинного контура уменьшается и изменение частоты происходит по кривой *4'* на рис. 9-13, *б*. Наибольшая погрешность сопряжения также окажется на частоте, близкой к средней частоте поддиапазона. Однако эта погрешность значительно меньше, чем при отсутствии конденсатора C_1. Для сопряжения настройки в крайних точках поддиапазона емкость конденсатора C_1 согласно выражению (6-56) можно вычислить по формуле

$$C_1 = \frac{C_{макс} - k^2_{д.г} C_{мин} - C_{\Sigma}(k_{д.г} - 1)}{k^2_{д.г} - 1}. \tag{9-40}$$

Индуктивность гетеродинного контура вычисляется по формуле (6-60) с подстановкой значений $\omega_{г.макс}$ и $C_{г.э.мин}$ из выражения (9-39).

Можно подобрать индуктивность гетеродинного контура и емкость конденсатора C_1 так, чтобы обеспечивалось точное сопряжение настроек на двух частотах внутри поддиапазона (кривая *4''* на рис. 9-13, *б*). При этом максимальная погрешность сопряжения уменьшится еще в большей степени.

Из сказанного следует, что *при верхней настройке гетеродина коэффициент поддиапазона гетеродинного контура должен быть меньше, чем сигнального.* Так, согласно выражению (9-8)

$$k_{д.г} = \frac{f_{с.макс} + f_{пр}}{f_{с.мин} + f_{пр}} = \frac{k_{д.с} + f_{пр}/f_{с.мин}}{1 + f_{пр}/f_{с.мин}} < k_{д.с}.$$

В § 6-7 было показано, что для уменьшения коэффициента диапазона (для «сужения» диапазона) можно использовать два способа, включая в контур последовательно или параллельно добавочные конденсаторы. Именно эти способы и используются в рассмотренных случаях (1 и 2).

Данные опыта и пример 9-6 показывают, что сопряжение настроек контуров супергетеродинного приемника в двух точках обеспечивает допустимую погрешность при коэффициенте диапазона сигнальных контуров менее 1,3 — 1,4. При больших коэффициентах диапазона необходимо осуществлять сопряжение настроек в трех точках.

Применив оба добавочных конденсатора, можно получить зависимость частоты гетеродина, соответствующую кривой *5'* (см. рис. 9-13, *в*). Точное сопряжение настроек будет при этом в трех точках поддиапазона. Погрешность сопряжения благодаря этому оказывается меньше,

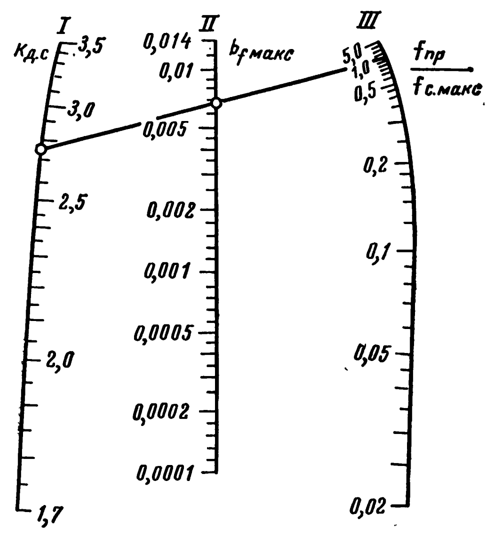


Рис. 9-15.

чем при использовании только одного добавочного конденсатора. Если точное сопряжение осуществить на частотах внутри поддиапазона (кривая *5''*), то можно получить наименьшую возможную погрешность сопряжения. Методика расчета элементов гетеродинного контура в этом случае описана в литературе [26]. Однако расчеты по этой методике достаточно трудоемки, поэтому обычно пользуются упрощенными методами графоаналитического расчета, описанными в литературе [5, 11, 12, 16]. Рассмотрим метод, позволяющий рассчитывать максимальную относительную погрешность сопряжения [12].

Частоты точного сопряжения вычисляются по формулам

$$f_1=(1+b_f)f_{\text{с. мин}};\quad f_2=\sqrt{f_{\text{с. мин}}f_{\text{с. макс}}};\quad f_3=\frac{f_{\text{с. макс}}}{1+b_f}. \qquad (9\text{-}41)$$

Параметр b_f находится из номограммы рис. 9-14, *а* по известному коэффициенту диапазона сигнальных контуров. Максимальная относительная погрешность сопряжения определяется с помощью номограммы, приведенной на рис. 9-15, так же, как и по рис. 9-14, *б* для случая сопряжения в двух точках. Емкость последовательно включенного добавочного конденсатора находится с помощью номограмм,

представленных на рис. 9-16. Для этого на шкале *I* отмечают точку *А* по отношению $f_{пр}/f_{c.макс}$, а на шкале *III* точку *Б*, соответствующую значению $к_{д.с}$. Через точки *А* и *Б* проводят прямую и в пересечении этой прямой с линией *V* отмечают точку *В*. На шкале *II* отмечают точку *Г*, положение которой определяется разностью максимальной и минимальной емкостей, применяемых в приемнике конденсаторов переменной емкости. Через точки *В* и *Г* проводят вторую прямую.

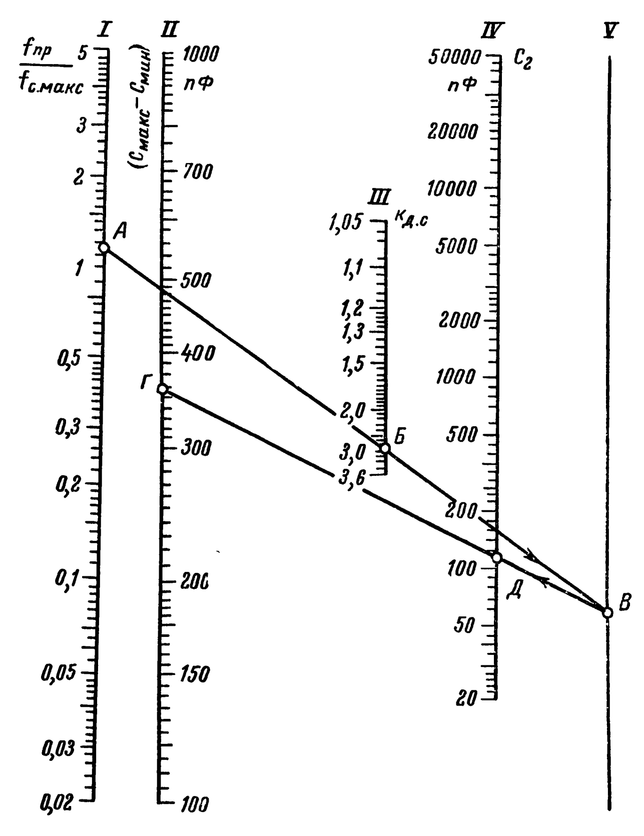


Рис. 9-16.

Ее пересечение со шкалой *IV* в точке *Д* определит искомую емкость последовательно включенного добавочного конденсатора.

Емкость параллельно включенного добавочного конденсатора находится с помощью номограмм, приведенных на рис. 9-17. Для этого на шкале *IV* находят точку *А* по известному отношению $f_{пр}/f_{c.макс}$, а на шкале *I* точку *Б*, соответствующую значению $k_{д.с}$. Точки *А* и *Б* соединяют прямой, которая в точке *В* пересекает линию *II*. На шкале *V* отмечают точку *Г*, соответствующую параметрам конденсатора переменной емкости. Точки *В* и *Г* соединяют прямой линией. Ее пересе-

чение со шкалой *III* дает точку *Д*, определяющую сумму $C_1 + C_\Sigma$. Емкость C_Σ (6-55) определяется при емкости подстроечного конденсатора $C_п$, принятой для контуров радиотракта. После этого по известной емкости C_Σ определяют искомую емкость параллельно включенного добавочного конденсатора.

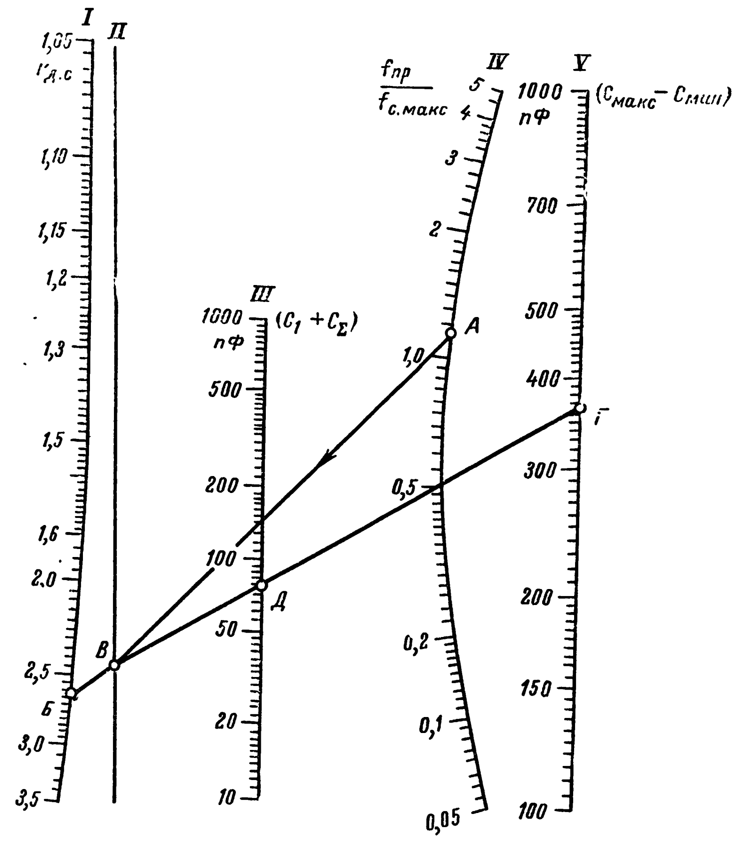


Рис. 9-17.

Индуктивность гетеродинного контура определяют по номограмме, приведенной на рис. 9-18. Для этого на шкале *I* отмечают точку *А*, соответствующую сумме трех емкостей $C_1 + C_2 + C_\Sigma$. На шкале *V* отмечают точку *Б*, соответствующую максимальной частоте диапазона. Проведя через точки *А* и *Б* прямую, отмечают точку *В* на ее пересечении с прямой *III*. На правой вертикальной линии сетка шкал *II* отмечают точку *Г*, соответствующую отношению $f_{пр}/f_{с.макс}$, а на верхней наклонной прямой — точку *Д*, соответствующую коэффициенту диапазона контуров радиотракта. Из точки *Д* проводят вниз вертикаль-

ную прямую *1*, а из точки *Г* — прямую *2*, параллельную линиям, наклоненным вправо. Пересечение прямых *1* и *2* определяет положение точки *Е*. Из нее проводят прямую *3*, параллельную линиям, наклоненным влево. Ее пересечение с левой вертикальной линией сетки шкал *II* обозначают точкой *Ж*. Точки *Ж* и *В* соединяют прямой, кото-

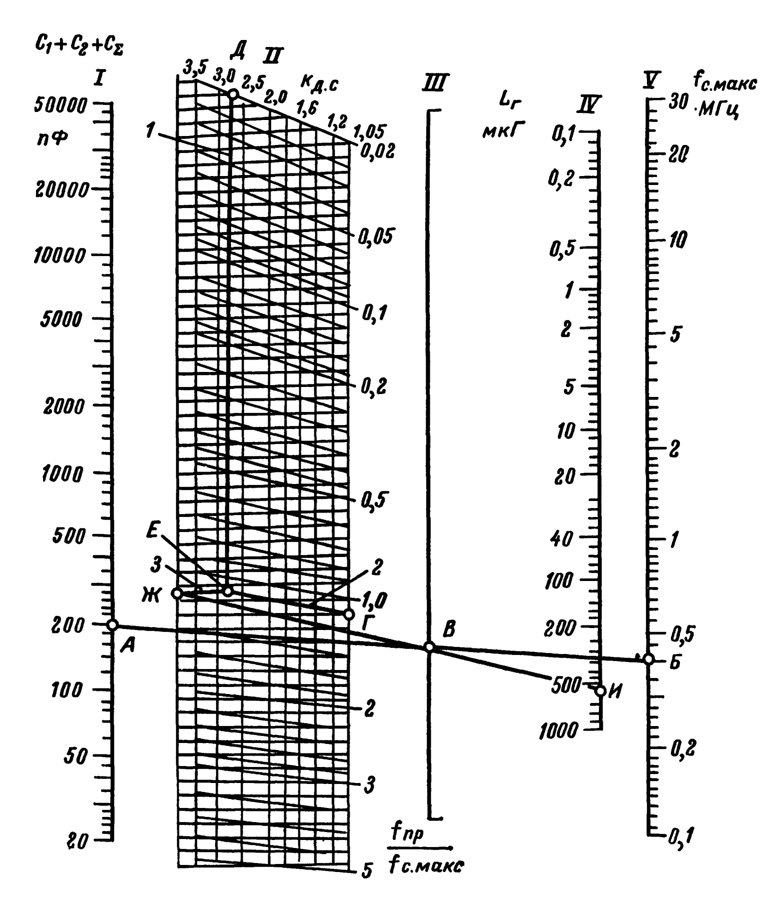


Рис. 9-18.

рая пересекает шкалу *IV* в точке *И*, определяющей индуктивность гетеродинного контура.

Пример 9-7. Найти параметры контура гетеродина для ПЧ с исходными данными примера 6-7 при промежуточной частоте 465 кГц ($C_{мин}$ = = 10 пФ, $C_{макс}$ = 365 пФ, C_Σ = 45 пФ $f_{с.макс}$ = 408 кГц, $f_{с.мин}$ = = 150 кГц, $\delta_{э150}$ = 0,06 и $\delta_{э408}$ = 0,138).

По рис. 9-14, *а* для заданного $k_{д.с} = 408\cdot 10^3/150\cdot 10^3 = 2{,}73$ находим значение b_f = 0,072. В соответствии с формулами (9-41) опреде-

ляем частоты точного сопряжения: $f_1 = 150\,(1 + 0{,}072) = 161$ кГц, $f_2 = \sqrt{150 \cdot 408} = 248$ кГц и $f_3 = \frac{408}{1+0{,}072} = 380$ кГц.

Вычисляем отношение $f_{пр}/f_{с.макс} = 4{,}65 \cdot 10^5/4{,}08 \cdot 10^5 = 1{,}15$. Используя номограммы рис. 9-15, определяем максимальную относительную погрешность сопряжения $b_{f_{макс}} = 0{,}007$. Проверяем выполнение неравенства (9-37) при одном контуре в радиотракте [$\Psi_1\,(1) = 1$]. Для начала поддиапазона оно выполняется: $0{,}007 < 0{,}5 \cdot 0{,}06/1 = 0{,}03$, а для конца поддиапазона тем более. При двух контурах [один каскад УРС $\Psi_1\,(2) = 1{,}56$] в начале поддиапазона неравенство (9-37) также выполняется: $0{,}007 < 0{,}5 \cdot 0{,}06/1{,}56 = 0{,}019$. Следовательно, погрешность сопряжения при двух контурах в радиотракте не превышает допустимой.

Находим емкость последовательно включенного добавочного конденсатора по номограммам рис. 9-16: $C_2 = 125$ пФ. Определяем емкость параллельно включенного добавочного конденсатора, используя номограммы рис. 9-17. Получаем $C_1 + C_\Sigma = 75$ пФ. Следовательно, $C_1 = 75 - 45 = 30$ пФ.

Индуктивность катушки гетеродинного контура определяется по номограммам рис. 9-18 при $C_2 + C_1 + C_\Sigma = 125 + 30 + 45 = 200$ пФ и оказывается равной 600 мкГ.

Проверим правильность сделанных расчетов на примере первой частоты точного сопряжения. Согласно примеру 6-7 индуктивность катушки сигнального контура $L_c = 0{,}0028$ Г. Следовательно, при частоте $f_1 = 161$ кГц на основании формулы (6-60)

$$C_{э1} = \frac{1}{\omega_1^2 L_c} = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 1{,}61^2 \cdot 10^{10} \cdot 0{,}0028} = 3{,}6 \cdot 10^{-10}\ Ф.$$

Из формулы (6-54) с учетом выражения (6-55) находим емкость конденсатора переменной емкости при данной частоте $C_{162} = C_{э161} - C_\Sigma = 360 \cdot 10^{-12} - 45 \cdot 10^{-12} = 315 \cdot 10^{-12}$ Ф.

Эквивалентная емкость контура гетеродина согласно схеме рис. 9-13, *в*

$$C_{г.э} = \frac{(C + C_\Sigma + C_1)\, C_2}{C + C_\Sigma + C_1 + C_2} = \frac{(315+45+30)\,125}{315+45+30+125} = 95\ пФ.$$

Из формулы (6-60) определяем частоту гетеродинного контура при этой емкости:

$$f_{г1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_г C_{г.э}}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{6 \cdot 10^{-4} \cdot 95 \cdot 10^{-12}}} = 6{,}6 \cdot 10^5\ Гц.$$

Согласно выражению (9-8) частота гетеродина должна быть $f_{г1} = 1{,}61 \cdot 10^5 + 4{,}65 \cdot 10^5 = 6{,}26 \cdot 10^5$ Гц. Расхождение в значении частоты гетеродина составляет всего 5,4%, что не превышает погрешности графоаналитических методов расчета, обычно составляющей 5—10%.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Почему в диапазонах декаметровых и более коротких волн нельзя построить транзисторный приемник прямого усиления с высокой чувствительностью и хорошей избирательностью?

2. Для чего служит преобразователь частоты в супергетеродинном приемнике? Какие изменения сигнала в нем происходят?

3. Какую комбинационную составляющую тока нелинейного элемента преобразователя частоты называют полезной и какие вредными?

4. Сформулируйте определения основных характеристик преобразователя частоты.

5. Для каких целей служит гетеродин в преобразователе частоты?

6. Каковы основные схемы транзисторных и ламповых гетеродинов? Назовите их главные характеристики.

7. Какие параметры сигнала и элементов приемника определяют его полосу пропускания? Каковы пути сужения полосы пропускания приемника?

8. Сформулируйте основные условия, обеспечивающие режим генерирования колебаний в гетеродинах.

9. В чем отличие преобразователей частоты с отдельным и совмещенным гетеродином? Дайте их сравнительную оценку.

10. Какими параметрами определяются коэффициент преобразования и избирательность преобразователя частоты?

11. Нарисуйте схемы транзисторного и лампового преобразователей частоты с отдельными гетеродинами. Объясните назначение и выбор их элементов.

12. Из каких соображений выбирается рабочая точка транзистора (лампы) преобразователя частоты и отдельного гетеродина?

13. Какой параметр транзистора (лампы) называют проводимостью преобразования? Чем он определяется?

14. Почему шумы транзистора (лампы) в преобразовательном режиме больше, чем в усилительном?

15. Из каких условий выбирают амплитуду напряжения гетеродина, подводимого к преобразователю частоты?

16. Каковы основные принципы построения схемы преобразователя частоты с совмещенным гетеродином? Нарисуйте схемы транзисторного и лампового преобразователей частоты с совмещенным гетеродином.

17. Нарисуйте кривую избирательности преобразователя частоты. При каких условиях она снимается?

18. Чем определяются частоты побочных каналов приема супергетеродинного приемника?

19. Какие каскады супергетеродинного приемника обеспечивают его избирательность по соседнему и зеркальному каналам?

20. Опишите процесс настройки супергетеродинного приемника на частоту сигнала по максимуму выходного сигнала. Какие колебательные контуры при этом оказываются настроенными более точно на необходимую частоту и почему?

21. Каковы причины появления интерференционных «свистов» в супергетеродинном приемнике?

22. Из каких условий выбирается промежуточная частота приемника? Какие технические противоречия при этом приходится разрешать? Для чего применяется двойное преобразование частоты?

23. Чем определяется необходимость сопряжения настроек колебательных контуров супергетеродинного приемника? Какова максимально допустимая погрешность сопряжения настроек этих контуров?

24. Каковы преимущества и недостатки верхней настройки гетеродина?

25. Сформулируйте общие правила выбора режима работы преобразователя частоты.

ЗАДАЧИ

9-1. Определить коэффициент расширения полосы пропускания приемника при верхней настройке гетеродина для частоты сигнала 100, 10 и 1 МГц? Максимальная частота модуляции 4,5 кГц, промежуточная частота 465 кГц, относительной нестабильности частоты сигнала 10^{-5}, гетеродина —$2 \cdot 10^{-4}$.

Ответ: 5,47; 1,45; 1,0069.

9-2. Определить полосы пропускания приемника, соответствующие условиям задачи 9-1.

Ответ: 50 кГц; 13 кГц; 9,05 кГц.

9-3. Определить коэффициент преобразования преобразователя частоты, выполненного на транзисторе П403, при выполнении условия (9-21), токе коллектора 1 мА, частоте сигнала 20 МГц. Нагрузка преобразователя состоит из двух связанных контуров, параметры которых соответствуют примеру 7-4.

Ответ: 4,15.

9-4. Определить наименьшее ослабление по зеркальному каналу и по промежуточной частоте 465 кГц, если до преобразователя частоты имеются входная цепь и каскад усилителя радиосигнала, параметры контуров которых соответствуют примерам 5-8 и 6-7?

Ответ: 26,3 дБ; 114 дБ.

9-5. Определить частоту интерференционного «свиста» от второй гармоники частоты сигнала при частоте сигнала 928 кГц, промежуточной частоте 465 кГц и верхней настройке гетеродина.

Ответ: 2 кГц.

9-6. Выбрать промежуточную частоту приемника, если в радиотракте имеются два одиночных контура с эквивалентным затуханием 0,025, а в тракте промежуточной частоты — три пары связанных контуров при критической связи, эквивалентное затухание которых не может быть меньше 0,016. Максимальная частота сигнала 12 МГц, ослабление по зеркальному каналу не менее 30 дБ, полоса пропускания приемника 8 кГц.

Ответ: любое значение в интервале от 410 до 470 кГц.

9-7. Определить допустимость сопряжения настроек контуров супергетеродинного приемника в трех точках при диапазоне рабочих частот 525—1605 кГц, если в радиотракте имеются два одиночных контура с эквивалентным затуханием 0,025. Найти емкости добавочных конденсаторов и индуктивность катушки гетеродинного контура, если $f_{пр} = 465$ кГц, $C_{мин} = 10$ пФ, $C_{макс} = 365$ пФ.

Ответ: погрешность сопряжения допустима; $C_2 = 460$ пФ; $C_1 = 23$ пФ; $L_г = 100$ мкГ.

ГЛАВА 10

ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ И МЕРЫ БОРЬБЫ С НИМИ

10-1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХ

Ранее уже отмечалось, что в приемной антенне создаются э. д. с. не только от полезного сигнала, но и от других мешающих сигналов. Сумму э. д. с., создаваемых мешающими сигналами, принято называть

помехами. Кроме того, при питании приемника от электрической сети на качество приема полезного сигнала оказывают влияние дополнительные э. д. с. и токи, создающиеся такими источниками, как контактные прерыватели, электромедицинские и бытовые приборы и т. п. Действие подобных помех, проникающих в приемник «с тыла», может учитываться пересчетом их э. д. с. ко входу приемника. Сам приемник, как указывалось в гл. 4, также является источником шумовых помех. Поэтому для нормального приема полезного сигнала отношение сигнал/помеха на входе приемника должно быть не менее требуемого, определяемого с учетом режима работы детектора, способного изменять это отношение.

По своему воздействию на прием полезного сигнала все помехи делятся на активные и пассивные.

Активными помехами называют такие, которые создают в элементах радиоприемного устройства (антенне и приемнике) э. д. с. и токи, определяющиеся характером помехи. Иначе говоря, эти помехи действуют на радиоприемное устройство активно. Ими являются помехи от: а) радиостанций, б) электрических процессов в атмосфере (грозовых разрядов и т. п.), в) промышленных и бытовых электроустановок, г) шумовых напряжений, созданных в антенне и приемнике.

К пассивным помехам относятся такие, которые влияют на качество приема полезного сигнала за счет изменения условий распространения радиоволн. Они не создают в антенне и приемнике э. д. с. и токов, но влияют на значение и характер полезного сигнала на входе приемника и тем самым изменяют отношение сигнала к уровню активных помех, а также вносят искажения в принимаемый сигнал. Пассивные помехи создаются за счет явления «замирания» (в декаметровом диапазоне волн), радиоэха, взаимного влияния различных электромагнитных полей, обусловленного нелинейными свойствами верхних слоев атмосферы * (ионизированного газа) и т. п.

В зависимости от характера создающихся в элементах радиоприемного устройства э. д. с. активные помехи бывают импульсными и гладкими.

Импульсными помехами называют те, у которых отношение максимального значения э. д. с. к среднеквадратичному (действующему) более четырех. Ими являются атмосферные и промышленные помехи, а также помехи от радиостанций, работающих в импульсном режиме (например, радиолокационных или телеграфных). Импульсные помехи прослушиваются как трески большей или меньшей громкости и длительности.

Гладкими помехами являются те, для которых превышение максимального значения э. д. с. над действующим менее четырех. К ним относятся собственные шумы радиоприемного устройства, поскольку для них вероятность четырехкратного превышения действующего значения э. д. с. не более 0,0001, и помехи от радиостанций, работающих в непрерывном режиме (радиовещательные и связные станции с амплитудной и частотной модуляцией). Гладкие помехи прослушиваются как шорохи и шумы большей или меньшей громкости.

---

* Этот вид помех часто называют люксембургско-гамбургским эффектом, так как он впервые был обнаружен при приеме сигналов радиостанций, расположенных в данных городах.

10-2. ДЕЙСТВИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОПРИЕМНИКА

Предположим, что с выхода антенны в радиоприемник поступают импульсные помехи (например, от грозовых разрядов), изображенные на рис. 10-1, *а*. Эти помехи имеют форму, достаточно близкую к форме треугольников. Каждый из импульсов помехи вызывает в колебательном контуре входной цепи режим ударного возбуждения, при кото-

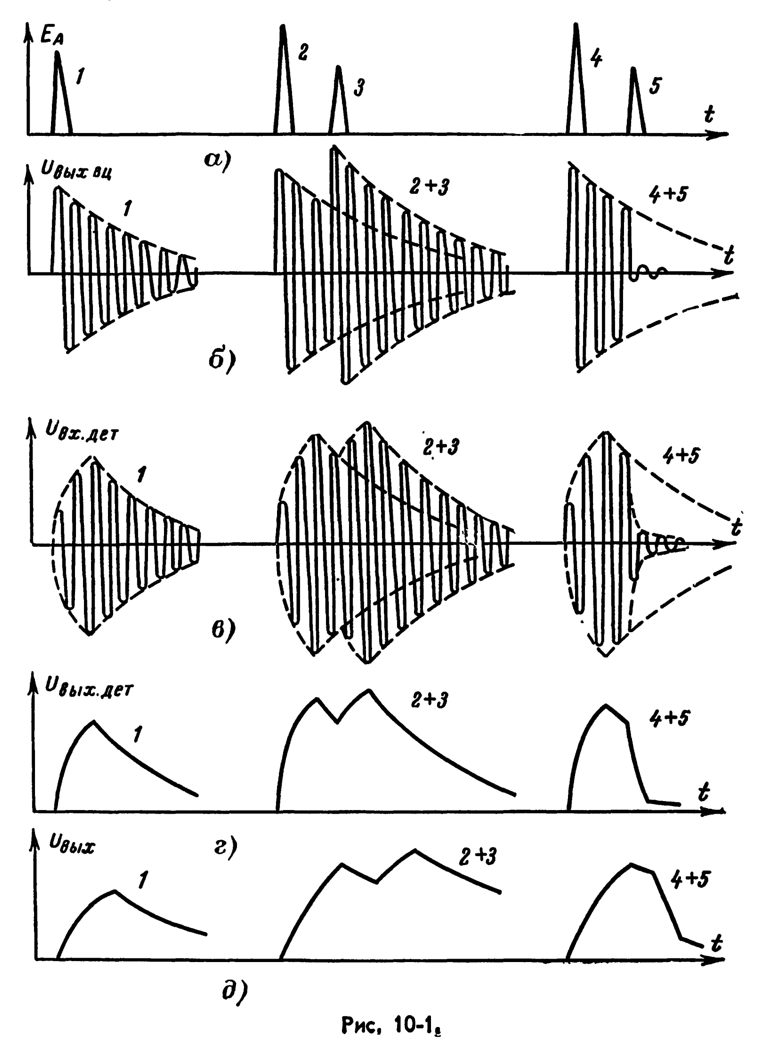


Рис. 10-1.

ром на контуре создается экспоненциально затухающее колебание с частотой, равной собственной частоте контура (рис. 10-1, *б*). Размахи эти колебаний (их амплитуды) прямо пропорциональны высоте импульса помехи, а скорость затухания колебаний — эквивалентному затуханию колебательного контура. Справедливость сказанного подтверждается аналогией с механической резонансной системой, каковой является, например, обычный маятник. Если его толкнуть (импульсное воздействие), то он начнет совершать колебательное движение около своей точки равновесия. Амплитуда его колебаний со временем уменьшается по экспоненциальному закону. Быстрота затухания определяется трением в подвеске и в воздухе, т. е. эквивалентным затуханием механической колебательной системы. Частота колебаний оказывается равной частоте собственных колебаний системы. Первичная амплитуда колебаний, естественно, будет пропорциональна силе толчка.

В приемнике прямого усиления экспоненциальный радиоимпульс *1* (рис. 10-1, *б*) с контура входной цепи поступает на вход первого и далее на все последующие каскады радиотракта. При этом в силу ограниченности полосы пропускания этих каскадов происходит некоторое изменение (искажение) формы огибающей выходных импульсов. Оно проявляется в том, что длительность фронта и в меньшей степени длительность среза импульсов увеличиваются во времени. В результате форма входного напряжения детектора будет соответствовать рис. 10-1, *в* (радиоимпульс *1*). Пояснить сказанное можно также на примере механической колебательной системы (маятника или качелей). Если в такт с движением качелей подталкивать их, т. е. подводить импульсные усилия периодически через определенные интервалы времени, равные периоду их собственных колебаний, то амплитуда колебаний качелей начнет нарастать. После прекращения подталкиваний колебания качелей постепенно затухают. Изменения амплитуды колебаний будут в этом случае происходить по двум экспоненциальным зависимостям: вначале по нарастающей, а затем — по затухающей. Этому соответствует штриховая кривая (огибающая радиоимпульса *1*) рис. 10-1, *в*.

Воздействие экспоненциального радиоимпульса на резонансную систему радиотракта приемника в известной степени аналогично сказанному о движении качелей. Действительно, колебательные контуры каскадов радиотракта имеют ту же частоту настройки, что и колебательный контур входной цепи. Поэтому каждое колебание экспоненциального радиоимпульса *1* (рис. 10-1, *б*) будет увеличивать (подталкивать) колебания в них. Различие заключается лишь в том, что «подталкивающая» сила в этом случае убывает во времени по экспоненциальному закону. Поэтому нарастание радиоимпульса *1* (рис. 10-1, *в*) произойдет медленнее, чем было бы при постоянном значении «подталкивающей» силы. Таким образом, на вход детектора поступит радиоимпульс *1*, огибающая которого по своей форме близка к штриховой линии на рис. 10-1, *в*. На выходе детектора получится видеоимпульс *1*, показанный на рис. 10-1, *г*.

В гл. 7 была показана связь затухания колебательных контуров с полосой пропускания многокаскадной избирательной системы, каковой является радиотракт приемника. Чем больше затухание колебательных контуров, тем шире полоса пропускания. Следовательно, чем шире полоса пропускания, тем быстрее будут нарастать и затухать колебания в радиоимпульсе *1* (рис. 10-1, *в*), т. е. тем компактнее будет этот радиоимпульс во времени. При узкой полосе пропускания радиоимпульс растягивается во времени сильнее.

Полоса пропускания низкочастотного тракта приемника также ограничена. За счет этого видеоимпульс *1* (рис. 10-1, *г*), проходя через низкочастотный тракт, несколько исказится. Длительности его фронтов и среза увеличатся и тем больше, чем уже полоса пропускания низкочастотного тракта. Сказанное иллюстрирует выходной импульс *1*, показанный на рис. 10-1, *д*.

В супергетеродинном приемнике картина прохождения импульса помехи аналогична. Но в этом случае частота колебаний радиоимпульса на входе детектора равна промежуточной частоте приемника.

Импульсы помехи могут следовать через малые интервалы времени. Если последующий импульс *3* (рис. 10-1, *а*) придет раньше, чем закончится колебательный процесс в колебательном контуре входной цепи от предыдущего импульса *2*, то произойдет их взаимодействие. Его сущность можно рассмотреть для двух предельных случаев.

1. Колебания, возникшие в колебательном контуре входной цепи от последующего импульса *3* совпадают по фазе с колебаниями от предыдущего импульса *2*. В этом случае колебания от обоих импульсов помехи складываются. Результирующий радиоимпульс $2+3$ (рис. 10-1, *б*) становится длиннее, чем от каждого из импульсов помехи в отдельности. Дальнейшее прохождение радиоимпульса $2+3$ через каскады приемника характеризуется рисунками 10-1, *в*, *г*, *д*.

2. Колебания, возникшие в колебательном контуре входной цепи от последующего импульса *5*, находятся в противофазе с колебаниями от предыдущего импульса *4*. За счет этого колебания от последующего импульса вычитаются из колебаний от предыдущего импульса помехи. Результирующий радиоимпульс $4+5$ (рис. 10-1, *б*) оказывается короче, чем от каждого из импульсов помехи в отдельности. Последующее прохождение помехи $4+5$ через каскады приемника показывают рис. 10-1, *в*, *г*, *д*.

Другие фазовые соотношения между колебаниями от предыдущего и последующего импульсов помехи дают промежуточные результаты по сравнению с рассмотренными случаями.

Когда импульсы помехи следуют часто друг за другом, на выходе приемника они могут слиться в непрерывный сигнал помехи, особенно при узкой полосе пропускания приемника. Поэтому очень частые и сильные импульсные помехи уже в высокочастотном тракте узкополосного приемника могут дать напряжение, по своей форме близкое к гладкой помехе.

10-3. ДЕЙСТВИЕ ФЛЮКТУАЦИОННОЙ (ШУМОВОЙ) ПОМЕХИ НА ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОПРИЕМНИКА

В § 4-3 было показано, что флюктуационное (шумовое) напряжение, создающееся резистором или электронным прибором, имеет равномерный частотный спектр во всем используемом в настоящее время диапазоне радиоволн. Там же указывалось, что шумовое напряжение можно представить суммой гармонических э. д. с. (токов), амплитуды которых пропорциональны энергии шумового напряжения, частоты изменяются через очень малые и равные интервалы δf практически от 0 до ∞, а фазы распределены по случайному закону от 0 до 2π. Если подвести флюктуационное напряжение ко входу приемника, то благодаря избирательным свойствам радиотракта не все составляющие шумового напряжения (рис. 10-2, *а*) пройдут через приемник одинаково. Пусть

кривая избирательности радиотракта соответствует кривой *1* на рис. 10-2, *а*. Тогда на выходе радиотракта спектр шумового напряжения примет вид, изображенный на рис. 10-2, *б*, причем его огибающая повторяет кривую избирательности радиотракта. Следовательно, чем уже кривая избирательности, тем меньшая доля мощности шумового напряжения пройдет на выход радиотракта. Иначе говоря, мощность шума на выходе радиотракта определяется его эффективной полосой пропускания (4-26) или (4-29) и уровнем шума на входе. Отсюда следует, что *основная мера ослабления шумовой помехи — сужение эффективной полосы пропускания радиотракта.*

Воздействие шумового напряжения на детектор в первом приближении можно определить на основе представления его суммой гармонических э. д. с. В результате воздействия на детектор каждой пары таких э. д. с. на его выходе создастся напряжение с разностной частотой как результат детектирования двух сигналов (см. § 8-3). Больше всего на выходе детектора окажется составляющих с частотой δf, так как их образуют каждые из двух соседних э. д. с., представляющих входной шум. Меньше будет составляющих с частотой $2\delta f$, так как на входе детектора число составляющих шума ограничено в соответствии с рис. 10-2, *б*. Еще меньше их окажется с частотой $3\delta f$ и т. д. Таким образом, наибольшая мощность выходного шума детектора будет соответствовать области низших частот и наименьшая — области высших частот модуляции.

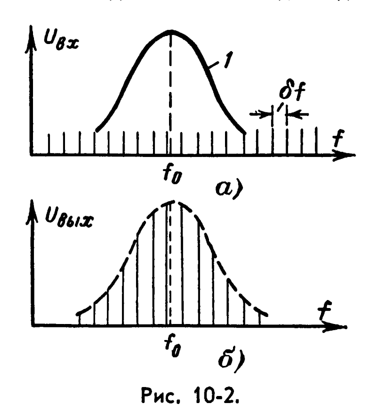


Рис. 10-2.

Если кроме шумового напряжения на вход детектора подводится гармонический полезный сигнал, амплитуда которого гораздо больше амплитуд составляющих шума, а частота равна f_0, то на его выходе кроме указанных выше составляющих будет сумма э. д. с. от совместного детектирования полезного сигнала и каждой из составляющих шума. Число таких составляющих с частотами δf, $2\delta f$, $3\delta f$... будет одинаково. Но так как амплитуды э. д. с., составляющие шум по мере удаления от частоты f_0 уменьшаются, то и амплитуды составляющих напряжений на выходе детектора будут уменьшаться по мере увеличения их частоты.

Сложный модулированный сигнал можно представить суммой отдельных составляющих (см. рис. 8-1, *б*). Поэтому на выходе детектора получатся составляющие от детектирования пар синусоидальных напряжений, образованных каждой составляющей сигнала и каждой составляющей шума.

Ограничивая полосу пропускания низкочастотного тракта, можно исключить прохождение на выход приемника шумовых составляющих с очень низкими и очень высокими частотами. Последнее также является эффективным средством борьбы с флюктуационной помехой. Но ограничение полосы пропускания в высокочастотном и низкочастотном трактах приемника, естественно, должно согласовываться с шириной спектра полезного сигнала. Следует помнить, что согласно данным § 4-3 уменьшение действующего значения шумового напряже-

ния пропорционально корню квадратному из сужения эффективной полосы пропускания приемника. Учитывая подавление в детекторе слабого сигнала сильным, необходимо добиваться того, чтобы на его входе амплитуда полезного сигнала превышала в несколько раз действующее значение шумового напряжения. Поэтому более эффективно ослаблять действие шумовой помехи сужением полосы пропускания высокочастотного тракта. Но это более сложно осуществить конструктивно.

10-4. ПОМЕХИ ОТ РАДИОСТАНЦИЙ

Помехи от радиостанций по принципу воздействия на элементы приемника можно разделить на три группы: 1) помехи от станций соседних каналов; 2) перекрестные помехи; 3) комбинационные помехи (интерференционные «свисты»).

Действие первого вида помех определяется недостаточной избирательностью всего высокочастотного тракта, когда сигнал мешающей станции проходит через все каскады приемника, независимо от наличия полезного сигнала. При этом в детекторе создается режим детектирования двух модулированных сигналов, а на выходе приемника прослушиваются и полезный и мешающий сигналы. Для ослабления этих помех необходимо увеличивать избирательность приемника по соседнему каналу. Некоторое ослабление действия такой помехи можно получить расстройкой приемника относительно частоты полезного сигнала. При этом частоту настройки приемника удаляют от несущей частоты помехи. Однако в этом случае полезный сигнал будет приниматься с искажениями.

Перекрестные помехи проявляются в том, что сигнал от мешающей станции, несущая частота которой существенно отличается от частоты настройки приемника, а значит и от частоты полезного сигнала, появляется на выходе приемника *только при наличии полезного сигнала*. Если расстроить приемник так, чтобы прием полезного сигнала прекратился, то и сигнала помехи на выходе приемника не будет. Причиной появления перекрестной помехи является недостаточная избирательность во входной цепи. В этом случае на входе первого каскада может появиться большое напряжение от мешающего сигнала, достигающее десятых долей вольта. Под воздействием столь большого мешающего сигнала положение рабочей точки электронного прибора первого каскада изменяется в такт с колебаниями напряжения помехи. За счет этого изменяется проводимость прямой передачи транзистора (крутизна характеристики лампы) первого каскада, а следовательно, и его коэффициент усиления. При амплитудно-модулированном мешающем сигнале указанное изменение коэффициента усиления каскада происходит по закону огибающей этого сигнала, т. е. по закону его модуляции. Это приводит к тому, что амплитуда несущей полезного сигнала на выходе первого каскада будет изменяться в такт с изменением его коэффициента усиления. Иначе говоря, полезный сигнал получит добавочную амплитудную модуляцию по закону модуляции мешающего сигнала. На выходе детектора выделится добавочное напряжение, соответствующее закону модуляции помехи, и пройдет на выход приемника, мешая приему полезного сигнала.

При отсутствии полезного сигнала мешающий сигнал отфильтровывается в радиотракте и тракте промежуточной частоты. Поэтому

до детектора он не доходит, а следовательно, не слышен на выходе приемника.

Особенно сильные перекрестные помехи наблюдаются, когда первым каскадом приемника является преобразователь частоты. В нем, как отмечалось в § 9-1, рабочая точка транзистора (лампы) выбирается на нелинейном участке характеристики, что приводит к значительно большему изменению проводимости прямой передачи под воздействием помехи, чем в усилительном каскаде.

Для снижения уровня перекрестных помех следует улучшать избирательность входной цепи (что уменьшает амплитуду помехи на входе первого каскада) и по возможности (в усилителе радиосигнала) выбирать рабочую точку транзистора (лампы) первого каскада в средней части наиболее линейного участка его вольт-амперной характеристики.

Природа возникновения комбинационных помех достаточно подробно была рассмотрена в § 9-5. Там же указаны основные меры борьбы с этими помехами: правильный выбор промежуточной частоты приемника, а также режима работы преобразователя частоты.

Общей мерой для борьбы со всеми видами помех от радиостанций является использование направленных свойств приемной антенны. С этой целью можно применять вращающиеся антенны, ориентируя на мешающую станцию минимум диаграммы направленности. Особенно хорошие результаты получаются при использовании дипольных магнитных и рамочных антенн, которые чаще всего применяются в портативных переносных радиоприемниках (например, транзисторных). Соответственно диаграммам направленности, показанным на рис. 2-2, *в*, *г*, *д*, на мешающую станцию следует направлять штриховую линию *а* — *а*. Практически это достигается вращением приемника до положения, когда прием помехи пропадет полностью, или значительно ослабится. Полезный сигнал при этом ослабляется лишь в 2—3 раза, даже при малом угле между направлениями на станции полезного и мешающего сигналов.

10-5. АТМОСФЕРНЫЕ ПОМЕХИ

Грозовые разряды были первыми радиосигналами, которые принимал А. С. Попов в 1895 г. на созданный им первый в мире радиоприемник. С учетом характера принимаемых сигналов он назвал его грозоотметчиком.

Грозовые разряды образуют на выходе приемной антенны быстрозатухающие импульсы напряжения. Их длительность τ колеблется от 0,1 до 3 мс. Н. Н. Крыловым показано, что на частотах выше 20 кГц спектральная плотность грозовых разрядов изменяется обратно пропорционально частоте. Благодаря этому действие грозовых помех ослабляется по мере роста рабочих частот.

Экспериментально показано, что каждую секунду в атмосфере Земли происходит более 100 сильных грозовых разрядов. Создающиеся ими электромагнитные поля в диапазонах декаметровых и более длинных волн распространяются на весьма большие расстояния (до нескольких тысяч километров). В диапазонах метровых и более коротких волн радиосигналы распространяются прямолинейно, практически не претерпевая отражений и преломлений в ионизированных слоях атмосферы и от поверхности земли. Поэтому в этих диапазонах волн приему радиосигналов оказывают помехи лишь ближние грозы,

разряды которых находятся в пределах прямой видимости из места расположения приемной антенны. При высоте грозового разряда над уровнем земли 5—7 км дальность его воздействия на прием радиосигналов не превышает 400—500 км. Это также в значительной степени ослабляет действие атмосферных помех в диапазонах метровых и более коротких волн, особенно в широтах выше 45—50° поскольку наибольшая грозовая активность атмосферы имеет место вблизи экваториального пояса Земли. На территории СССР наиболее частые и сильные грозы происходят в Закавказье и Приморском крае. В средних полосах интенсивность гроз существенно зависит от времени года, резко повышаясь летом. Кривая *1* на рис. 10-3 соответствует усредненному максимальному уровню атмосферных помех (летом) для средней полосы европейской части СССР, отнесенная к полосе частот 1 кГц, а кривая *2* — минимальному уровню помех (зимой) [3,26]. Графики рис 10-3 полностью подтверждают сказанное ранее о незначительности действия атмосферных помех в диапазонах метровых и более коротких волн (здесь действуют лишь местные грозы). Подъем кривой *2* в области декаметровых волн объясняется спецификой их распространения за счет многократных отражений от ионизированных слоев атмосферы и поверхности земли. Это значительно увеличивает радиус действия грозовых разрядов в данном диапазоне волн.

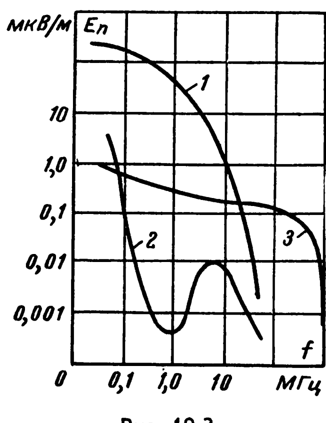


Рис. 10-3.

Для ослабления действия атмосферных помех можно использовать направленные свойства приемной антенны, если направление на передающую станцию не совпадает с направлением на основные зоны грозовой деятельности. Особенно хороша эта мера в средней полосе при приеме сигналов с востока, севера и запада.

10-6. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ПОМЕХИ

Многие электротехнические промышленные и бытовые приборы и установки при работе создают электромагнитные поля, наводящие в приемных антеннах э д с. помех. Такие помехи принято называть промышленными. Их источниками являются: трамвай, троллейбус, система зажигания двигателей внутреннего сгорания, коллекторные моторы, системы регулирования с искрообразующими контактами, электромедицинская аппаратура и т. п. Каждый отдельный источник промышленных помех обычно создает сравнительно маломощное поле, способное оказывать сильные помехи радиоприему на расстоянии не более сотен метров. Но их количество в современных населенных пунктах огромно (они есть в каждой квартире, не говоря уже о промышленных и бытовых предприятиях) Поэтому суммарный уровень промышленных помех в населенных пунктах достаточно высок. С целью его

снижения и улучшения качества радиоприема во многих странах, в том числе и в СССР, приняты законодательные меры, ограничивающие максимальный уровень помех, излучаемых промышленными установками и бытовыми приборами. Для этого в них вводятся искрогасящие и уменьшающие излучение электромагнитных волн устройства (фильтры, искрогасящие конденсаторы и т. п.). Однако в настоящее время уровень промышленных помех в населенных пунктах весьма велик. Его характеризует кривая *3* (рис. 10-3), соответствующая полосе пропускания 1 кГц. Импульсный характер промышленных помех определяет уменьшение их спектральной плотности с ростом частоты. Благодаря этому действие промышленных помех уменьшается с ростом частоты и в метровом диапазоне оно уже становится малым (мешают приему лишь близкорасположенные мощные источники помех). Большинство источников промышленных помех связано с общей электрической сетью населенного пункта. Поэтому часть энергии создаваемых ими помех распространяется вдоль электрических линий на несколько

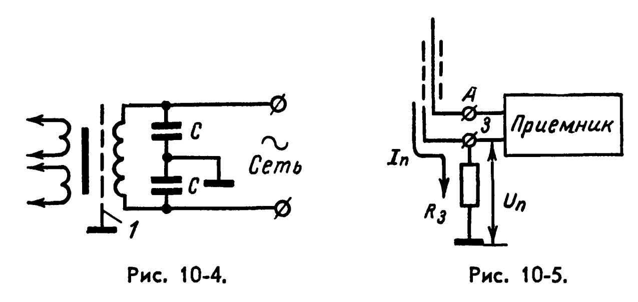


Рис. 10-4. Рис. 10-5.

километров. В этом случае, как уже отмечалось, промышленные помехи могут проникать в приемник через его источник питания. Для ослабления таких помех в первичную цепь силового трансформатора выпрямителя включаются два конденсатора, образующие заграждающий фильтр (рис. 10-4). Если по сети распространяются высокочастотные токи, то большая их часть потечет через эти конденсаторы и замкнется на землю и лишь малая доля пройдет в трансформатор. Емкость этих конденсаторов обычно берут равной 0,1—0,25 мкФ, а их рабочее напряжение должно быть не менее 450 В.

С целью еще большего ослабления действия помех через источник питания между первичной и вторичными обмотками силового трансформатора помещается электростатический экран *1*. Он выполняется из одного слоя изолированного провода диаметром 0,15—0,25 мм; один конец обмотки заземляется.

Меры борьбы с промышленными помехами можно разделить на две группы. К первой относятся мероприятия по ослаблению излучения помех их источниками. Кроме отмеченных ранее к ним относится помещение приборов, создающих помехи, в металлические или металлизированные заземленные кожуха-экраны. Эти экраны в значительной степени ослабляют излучение помех. Подобный экран, например, имеется в кожухах электрических бритв. Он закрывает искрящий коллектор мотора. При этом особое внимание должно обращаться на хорошее качество заземляющего экран контакта (переходное сопротивление контакта должно быть близким к нулю).

Вторая группа мер борьбы с промышленными помехами осуществляется в самом радиоприемном устройстве. К таким мерам относятся: ослабление действия помех на приемную антенну и экранирование элементов приемника, наиболее чувствительных к непосредственному действию помех за счет антенного эффекта (контурные катушки, монтажные провода первых каскадов), а также и всего приемника в целом. С этой целью внутренняя поверхность корпуса приемника обклеивается фольгой, соединенной с клеммой «земля».

Поскольку радиус действия источников промышленных помех относительно мал, то для ослабления их действия на приемную антенну ее следует размещать на возможно большем удалении от ближайших источников помех. Большая часть источников помех находится на поверхности земли. Поэтому целесообразно размещать антенну возможно выше. Чтобы помехи не воздействовали на провод, соединяющий антенну со входом приемника, это соединение выполняют экранированным проводом (кабелем) и заземляют экран. При такой конструкции действующую высоту антенны определяет только ее неэкранированная часть. Кроме того, очень важно иметь малое сопротивление заземления. В противном случае согласно рис. 10-5 ко входу приемника будет подводиться большое напряжение помех $U_п$, создающееся на сопротивлении заземления при протекании по нему токов помех, наведенных в экране снижения антенны и экране самого приемника. Поэтому использование в качестве заземления труб водопровода или отопления не всегда дает хорошие результаты. Экранирование ввода антенны особенно эффективно действует в случае расположения приемника близко к поверхности земли (например, в нижних этажах многоэтажных домов).

При удалении антенны от источников помех следует помнить о том, что интенсивность поля помехи уменьшается примерно обратно пропорционально квадрату расстояния.

Кривые *1*, *2*, *3* (см. рис. 10-3) показывают, что достаточно интенсивные атмосферные помехи простираются до частоты 10 МГц, а промышленные — до 100 и более МГц. Связные и радиовещательные приемники диапазонов декаметровых и более длинных волн обычно имеют полосы пропускания не более 10—15 кГц. Поэтому в пределах их полос пропускания можно считать, что усредненные спектральные плотности как атмосферных, так и промышленных помех практически равномерны и не зависят от частоты. С этой точки зрения действие атмосферных и промышленных помех на указанные приемники согласно сказанному в § 10-3 в первом приближении сходно с действием шумовой помехи. Следовательно, учитывая независимость причин возникновения атмосферных и промышленных помех, а также собственных шумов радиоприемных устройств, их суммарное воздействие можно в первом приближении определить квадратичным сложением (см. § 4-3).

Пример 10-1. Определить суммарное напряжение атмосферных и промышленных помех, а также собственных шумов радиоприемного устройства на его входе для эффективной полосы пропускания приемника 8 кГц и летнего времени года. Антенна имеет параметры примера 5-13.

Согласно кривой *1* (рис. 10-3) напряженность поля атмосферных помех для крайних частот диапазона равно $E_{атм150} = 150$ мкВ/м; $E_{атм408} = 100$ мкВ/м. Аналогично напряженность поля промышленных помех по кривой *3* будет $E_{прм150} = 0{,}55$ мкВ/м; $E_{прм408} = 0{,}5$ мкВ/м.

Результирующая напряженность поля обоих видов помех при квадратичном сложении $E_{п150} = \sqrt{150^2 + 0{,}55^2} = 150$ мкВ/м и $E_{п408} =$

$= \sqrt{100^2 + 0{,}5^2} = 100$ мкВ/м. По данным примера 5-13 действующая высота антенны на концах диапазона $h_{д150} = 4 \cdot 10^{-3}$ м; $h_{д408} = 10{,}8 \cdot 10^{-3}$ м. В соответствии с выражением (2-1) суммарное напряжение помех на входе приемника $U_{п150} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$ В, $U_{п408} = 10{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-4} = 1{,}08 \cdot 10^{-6}$ В.

Согласно формулам (4-20) и (4-21) собственное эквивалентное сопротивление входного контура $R_{0э} = \omega L/\delta$. В начале диапазона $R_{0э150} = \frac{6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5 \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3}}{0{,}01} = 2{,}06 \cdot 10^5$ Ом; в конце диапазона $R_{0э408} = 5{,}6 \cdot 10^5$ Ом.

Собственные шумы контура определяем по формуле (4-27): в начале диапазона $U_{ш.к150} = \sqrt{4 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 2{,}06 \cdot 10^5 \cdot 8 \cdot 10^3} = 5{,}13 \cdot 10^{-6}$ В; в конце диапазона $U_{ш.к408} = 8{,}6 \cdot 10^{-6}$ В. Будем полагать, что коэффициент шума приемника равен коэффициенту шума входной цепи и первого каскада. Тогда полное напряжение собственных шумов приемника, пересчитанное к его входу, определим из формулы (4-61): в начале диапазона $U_{ш.пр150} = \sqrt{Ш_{150}} U_{ш.к150} = \sqrt{3{,}55} \cdot 5{,}13 \cdot 10^{-6} = 9{,}65 \cdot 10^{-6}$ В; в конце диапазона $U_{ш.пр408} = 12{,}1 \cdot 10^{-6}$ В.

Применяя квадратичное сложение внешних помех и собственных шумов приемника, получаем полное напряжение помех в начале диапазона $U_{\Sigma п 150} = \sqrt{0{,}6^2 \cdot 10^{-12} + 9{,}65^2 \cdot 10^{-12}} = 9{,}66 \cdot 10^{-6}$ В и в конце диапазона $U_{\Sigma п408} = 12{,}15 \cdot 10^{-6}$ В.

Пример 10-2. Определить полное напряжение помех на входе приемника при антенне, выполненной из вертикального провода длиной 2 м. Остальные исходные данные соответствуют примеру 10-1.

Согласно формуле (2-3) действующая высота антенны $h_д = 0{,}55 \times 2 = 1{,}1$ м, а напряжение внешних помех на выходе антенны в начале диапазона $U_{п150} = 1{,}1 \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 165 \cdot 10^{-6}$ В и в конце диапазона $U_{п408} = 1{,}1 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 110 \cdot 10^{-6}$ В.

Будем считать коэффициент шума первого каскада и параметры входного контура полностью соответствующими примеру 10-1. При этом напряжение собственных шумов сохранится тем же. Следовательно, полное напряжение помех на входе приемника в начале диапазона $U_{\Sigma п 150} = \sqrt{150^2 \cdot 10^{-12} + 9{,}65 \cdot 10^{-12}} = 150{,}3 \cdot 10^{-6}$ В и в конце диапазона $U_{\Sigma п 408} = \sqrt{110^2 \cdot 10^{-12} + 12{,}1^2 \cdot 10^{-12}} = 111 \cdot 10^{-6}$ В.

Рассмотренные примеры позволяют оценить влияние параметров приемной антенны на изменение суммарного уровня помех в километровом диапазоне волн. При антеннах с малыми действующими высотами (магнитная, рамочная) главным видом помех являются собственные шумы приемника. В этом случае, чтобы получать двойное превышение сигнала над помехой, чувствительность приемника должна быть около 20 мкВ. Сказанное хорошо иллюстрируют современные транзисторные приемники, у которых в километровом и гектометровом диапазонах волн чувствительность по полю 1—2 мВ/м. При действующей высоте магнитных антенн около 1 см этому соответствует сигнал в антенне 10—20 мкВ.

Ламповые приемники этих же диапазонов волн при работе с внешними антеннами ($h_д \geqslant 1$ м), обладающие чувствительностью 50—100 мкВ, практически не позволяют ее реализовывать из-за большого уровня внешних (атмосферных и промышленных) помех. В прием-

никах с внешними антеннами, обладающими действующей высотой более 0,5—1 м, в километровом диапазоне основными помехами являются внешние, а роль собственных шумов практически ничтожна. Аналогичное соотношение различных видов помех сохраняется в диапазонах гектометровых и декаметровых волн. Лишь начиная с метрового диапазона, роль собственных шумов существенно возрастает при любых типах антенн.

10-7. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ ОБ ОСЛАБЛЕНИИ ДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

Наиболее эффективного ослабления действия помех можно добиться, используя существенные различия их структуры по сравнению со структурой полезного сигнала. Так, если помеха имеет ограниченную ширину спектра, который не перекрывается со спектром полезного сигнала (помеха от радиостанции), то полного ослабления помехи можно достигнуть повышением избирательности приемника. Но если спектр помехи достаточно широк, как это имеет место у импульсной или шумовой помехи, и полностью перекрывается со спектром полезного сигнала, то полного исключения действия помехи за счет повышения избирательности приемника достигнуть не удастся. Однако сужение кривой избирательности ослабит прохождение через приемник ряда составляющих помехи и тем самым уменьшит ее действие.

При редких и сильных импульсных помехах, значительно превышающих уровень непрерывного сигнала, можно ослабить действие помехи за счет использования ограничителя амплитуды, «срезающего» большую часть импульса помехи и не влияющего на полезный сигнал. Хороший эффект эта мера могла бы дать при постановке ограничителя на входе приемника, где импульс помехи еще компактен во времени. Однако хорошо работающие ограничители амплитуды с малым порогом ограничения трудно осуществимы. Поэтому практически ограничители можно ставить только на выходе линейной части приемника, а здесь импульс помехи уже существенно растягивается во времени и его превышение над уровнем сигнала уменьшается. Кроме того, при переходе с приема одного сигнала на другой изменяется их уровень, что требует регулировки порога ограничения. Поэтому применение такого ограничителя становится малоэффективным.

Таким образом, при основных внешних и внутренних помехах и непрерывном амплитудно-модулированном сигнале ослабить действие помех в самом приемнике можно в основном сужением полосы пропускания до ширины спектра сигнала и приближением формы кривой избирательности приемника к прямоугольнику. При этом следует стремиться к тому, чтобы действующее значение напряжения помехи на входе детектора было меньше амплитуды полезного сигнала и обеспечивалось добавочное ослабление помехи детектором.

При других видах модуляции сигналов эта задача решается так же. В случае частотно-модулированного сигнала при определенных условиях выгодно использовать ограничитель амплитуды, который устраняет изменение амплитуды сигнала за счет помехи, чем существенно ослабляет ее действие. Сказанное будет подробно рассмотрено в § 12-4.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие э. д. с. и токи, возникающие в элементах радиоприемного устройства, называют помехами?

2. Какие помехи называют активными и пассивными? В чем их основное различие?

3. Какие помехи называют импульсными и гладкими?

4. Каковы основные источники активных помех?

5. В чем состоит сущность действия импульсной помехи на отдельные каскады радиоприемника?

6. При каких условиях выходное напряжение приемника, обусловленное действием импульсных помех, может стать непрерывным?

7. Как можно оценивать воздействие флюктуационной помехи на элементы приемника?

8. Каковы основные приемы ослабления импульсных и флюктуационных помех?

9. В чем сущность перекрестных и интерференционных помех и каковы пути их снижения?

10. Каковы основные характеристики атмосферных помех и меры борьбы с ними?

11. Назовите основные меры борьбы с промышленными помехами.

12. От чего зависит соотношение внешних и внутренних помех?

13. Каковы преимущества и недостатки магнитных антенн, определяющие действие помех?

14. Каковы общие принципы ослабления действия помех? При каких условиях можно достигнуть полного устранения действия помех?

ЗАДАЧИ

10-1. Определить действующее значение напряжения атмосферных помех летом и зимой на выходе Г-образной антенны, имеющей разницу высот подвеса 5 м, в эффективной полосе частот 6 кГц для частоты 1 МГц?

О т в е т: 425 мкВ; 0,00425 мкВ.

10-2. Определить действующее значение напряжения промышленных помех на выходе антенны при исходных данных задачи 10-1?

О т в е т: 4,25 мкВ.

10-3. Определить действующее значение напряжения внешних помех на выходе приемной антенны летом и зимой для исходных данных задач 10-1 и 10-2?

О т в е т: 425 мкВ; 4,25 мкВ.

ГЛАВА 11

РЕГУЛИРОВКИ В ПРИЕМНИКАХ

11-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ВИДЫ И ПРИНЦИПЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ РЕГУЛИРОВОК

С целью поддержания в процессе эксплуатации требуемых характеристик приемника и обеспечения наилучших условий приема полезного сигнала применяются различные регулировки и настройки.

Для обеспечения постоянного уровня выходного сигнала в приемниках применяются регуляторы усиления и громкости. Они позволяют сохранять нужный уровень громкости или регулировать его при приеме как слабых, так и сильных сигналов. Особенно важны регулировки усиления в приемниках, устанавливаемых на быстроперемещающихся объектах (автомашина, самолет и т. п.), когда амплитуда полезного сигнала в антенне может быстро меняться во времени. Следует отметить, что отсутствие подобных регуляторов приводит к большим искажениям сильных сигналов за счет перегрузки в последних каскадах приемника.

С целью ослабления действия помех, особенно при приеме слабых сигналов, приемники снабжают регуляторами полосы пропускания. При наличии помех полосу пропускания сужают. Этим достигают определенного ослабления действия помех практически всех видов. Но если полоса пропускания становится уже спектра полезного сигнала, то соответственно увеличиваются его искажения. Однако эти искажения обычно меньше, чем возникающие за счет действия помех при широкой полосе пропускания. Этот метод наиболее эффективен при приеме речевых сигналов, так как позволяет значительно улучшить разборчивость речи, хотя тембр голоса может существенно изменяться. При отсутствии помех или при приеме сильного сигнала полосу пропускания расширяют, обеспечивая высококачественное воспроизведение принимаемого сигнала.

Могут быть и другие виды регулировок, например автоматическая подстройка частоты гетеродина. Но в современных радиовещательных и радиолюбительских приемниках этот вид регулировок применяется сравнительно редко и не будет рассматриваться в данной книге. Системы автоматической подстройки подробно описаны в литературе [3, 4, 8, 26, 35].

По принципу своего осуществления регулировки могут быть ручными и автоматическими. Ручные регуляторы управляются оператором, а автоматические — специальными устройствами, реагирующими на заданный параметр сигнала. Применение автоматических регулировок в значительной степени облегчает эксплуатацию приемника.

11-2. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ В ТРАНЗИСТОРНЫХ И ЛАМПОВЫХ ПРИЕМНИКАХ

Согласно материалам гл. 6 и 7 и формулам (6-17), (7-20), (7-35) коэффициент усиления каскада может регулироваться за счет соответствующего изменения: 1) проводимости прямой передачи усилительного прибора; 2) проводимости нагрузки; 3) коэффициентов p_1 и p_2, определяющих связь усилительного прибора с нагрузкой (регулировка межкаскадных связей).

Регулировка проводимости прямой передачи транзистора (крутизны лампы) достигается за счет изменения его режима работы по постоянному току, например за счет изменения исходного смещения на базе (сетке). Подобная регулировка оказалась наиболее удобной в системах автоматического регулирования усиления (АРУ). Для этого выходное напряжение тракта промежуточной частоты выпрямляется и полученное отфильтрованное постоянное напряжение, значение которого пропорционально амплитуде несущей принимаемого сигнала, исполь-

зуется в качестве добавочного смещения на базу (сетку) электронных приборов регулируемых каскадов. За счет этого при возрастании амплитуды входного сигнала увеличивается напряжение смещения в регулируемых каскадах и уменьшается их усиление. Таким образом, выходное напряжение приемника сохраняется почти постоянным при значительном изменении уровня входного сигнала. Такая регулировка наиболее удобна в ламповых каскадах в диапазонах метровых и более длинных волн, где входная и выходная проводимости ламп очень малы и их изменение при регулировке напряжения смещения почти не влияет на эквивалентные параметры контуров. У транзисторов изменение напряжения между базой и эмиттером существенно меняет не только проводимость прямой передачи, но и входные и выходные емкости и проводимости. Последнее существенно сказывается на настройке колебательных контуров и сохранении режима согласования. Поэтому такой метод регулировки усиления каскада сопровождается ухудшением его характеристик. Однако при малых коэффициентах включения ($p_1 < 0{,}3$ и $p_2 < 0{,}1$) указанный недостаток проявляется сравнительно слабо. При использовании в преобразователе частоты ФСИ нужное усиление в последующих каскадах достигается применением резисторных усилителей (см. § 7-6). В таких усилителях указанный метод регулировки усиления вполне приемлем, так как изменение междуэлектродных емкостей и проводимостей при малом нагрузочном сопротивлении оказывает слабое влияние на параметры каскада.

Изменение проводимости нагрузки в каскадах, обладающих частотно-избирательными свойствами, т. е. в каскадах высокочастотного тракта, сопровождается соответствующим изменением их полосы пропускания. Поэтому подобная регулировка усиления неизбежно приводит к изменению полосы пропускания, что не всегда желательно. Кроме того, этот метод применительно к высокочастотным каскадам конструктивно достаточно сложен. Поэтому он применяется обычно в низкочастотных каскадах, нагрузкой которых служат резисторы.

Изменение межкаскадных связей можно осуществлять непосредственно (например, за счет изменения связи между контурной катушкой и катушкой связи, рис. 6-1, *а*) или включением в цепь межкаскадной связи добавочных элементов (диодов, потенциометров или цепей обратной связи), изменяющих коэффициент передачи напряжения на вход следующего каскада. Все это эквивалентно изменению коэффициента усиления каскада. Непосредственное изменение коэффициентов включения p_1 или p_2 приводит к изменению полосы пропускания каскада, что следует, например, из формулы (6-19). Поэтому такой метод в высокочастотных каскадах практически не применяется. Но он часто используется в низкочастотных каскадах (ручной регулятор громкости).

Применение в цепях межкаскадных связей полупроводниковых диодов позволяет осуществлять автоматическую регулировку усиления путем подведения к диоду постоянного ргелирующего напряжения. Это дает возможность в весьма широком диапазоне изменять внутреннее сопротивление диода, а следовательно, и коэффициент передачи напряжения между каскадами.

В зависимости от режима работы системы автоматической регулировки усиления делятся на: а) простые АРУ; б) задержанные АРУ; в) задержанные и усиленные АРУ.

В простых АРУ регулирующее или управляющее напряжение создается и используется при любых значениях сигнала. Ее недостат-

ком является то, что при приеме слабых сигналов АРУ уменьшает усиление приемника, в результате чего ухудшается его чувствительность. Пусть амплитудная характеристика (зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного) приемника без системы АРУ изображается кривой *1* рис. 11-1. При малых сигналах она линейна. При больших сигналах в последних каскадах наступает перегрузка и усиление приемника уменьшается, чем и объясняется форма амплитудной характеристики. В случае использования в этом приемнике системы простой АРУ его амплитудная характеристика соответствует кривой *2*.

В задержанной системе АРУ регулирующее напряжение создается и действует лишь в том случае, если входной сигнал превышает определенное значение, обозначенное на рис. 10-1 через $E_{\text{Амин}}$. Оно обычно выбирается равным чувствительности приемника и называется порогом срабатывания АРУ. Таким образом, при нарастании входного сигнала от нуля до $E_{\text{Амин}}$ система АРУ не действует и увеличение выходного напряжения приемника происходит по кривой *1*. После превышения входным сигналом порога срабатывания система АРУ начинает действовать и выходное напряжение изменяется по кривой *3*. Пусть максимально возможный входной сигнал равен $E_{\text{Амакс}}$. При заданных границах возможного изменения входного сигнала сравнение кривых *2* и *3* показывает, что относительное изменение выходного напряжения при простой АРУ больше, чем при задержанной, что является вторым недостатком простой АРУ.

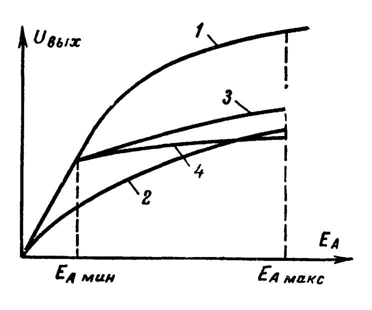


Рис. 11-1.

Если требуется большее постоянство выходного напряжения, чем может обеспечить задержанная АРУ, то применяется система задержанной и усиленной АРУ. Она характеризуется тем, что первичное регулирующее напряжение, полученное за счет выпрямления выходного напряжения тракта промежуточной частоты, затем усиливается. Усиленное регулирующее напряжение поступает к регулируемым каскадам. Таким образом, при том же изменении входного сигнала получается большее регулирующее напряжение и сильнее изменяется усиление каскадов. Амплитудная характеристика приемника с задержанной и усиленной АРУ соответствует кривой *4*.

11-3. ПРОСТАЯ АРУ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Изменять проводимость прямой передачи транзистора можно за счет регулировки: а) коллекторного напряжения; б) базового напряжения. Первый способ менее эффективен, так как при значительных изменениях постоянного напряжения, приложенного между эмиттером и коллектором, проводимость прямой передачи регулируется в небольших пределах, особенно при напряжениях на коллекторе более 1,5—2 В. Работа при меньших коллекторных напряжениях обеспечивает

больший диапазон изменения проводимости прямой передачи, но сопровождается высоким уровнем нелинейных искажений, так как вольт-амперные характеристики в таком режиме нелинейны. Поэтому такая регулировка допустима лишь при очень малом уровне сигнала, например в первом каскаде. Кроме того, для каждого регулируемого каскада требуются значительные регулирующие напряжения (единицы вольт) и токи (миллиамперы). Следовательно, регулятор должен обладать достаточной мощностью (до десятков милливатт на каскад) и малым выходным сопротивлением. Поэтому в качестве регулятора применяют диодный детектор с усилителем постоянного тока.

Второй способ более эффективен. Он позволяет изменять усиление каскада в 8—12 раз. При этом глубина регулирования усиления каскада

$$\Gamma_{к} = K_{0\,к.\,макс}/K_{0\,к.\,мин}, \qquad (11\text{-}1)$$

где $K_{0\,к.\,макс}$ и $K_{0\,к.\,мин}$ — максимальный и минимальный коэффициенты усиления каскада при работе системы АРУ.

Регулирующее напряжение при этом можно подводить или в цепь эмиттера, или в цепь базы. В первом случае от регулятора требуется управляющий сигнал достаточно большой мощности, поскольку эмиттерный ток значительно больше базового, а сопротивление в цепи эмиттера относительно малое. Поэтому чаще на практике применяется второй способ, схемная реализация которого показана на рис. 11-2,*а*.

Здесь транзистор *Т* используется в регулируемом усилительном каскаде, а диод *Д* служит выпрямителем АРУ и создает управляющее напряжение.

Согласно схеме под действием напряжения $U'_б$ через резисторы $R_{фАРУ}$ и R будет протекать постоянный ток, так как эти резисторы по постоянному току подключены параллельно резистору $R'_б$, получающему питание от источника коллекторного напряжения. Под воздействием этого тока на резисторе R создается начальное падение напряжения $U_н = \dfrac{RU'_б}{R + R_{фАРУ}}$. Его положительный потенциал оказывается приложенным к аноду диода, а отрицательный — к катоду, поэтому за счет напряжения $U_н$ через диод и его нагрузку потечет ток. Так как сопротивление резисторов $R_{фАРУ} + R'_б$ примерно на порядок больше сопротивления резистора R, то указанный ток диода в основном будет определяться сопротивлением резистора R. Полярность напряжения U_R на резисторе R совпадает с полярностью управляющего напряжения $U_у$, показанной на рис. 11-2, *а*, и будет обратной полярности напряжения $U_и$. По своему значению оно, естественно, не может превышать напряжение $U_н$. В этом легко убедиться на основании построений, приведенных на рис. 11-2, *в*. Здесь изображена вольт-амперная характеристика диода. Для определения рабочей точки диода, образующейся под воздействием напряжения $U_н$, из точки *А* следует провести нагрузочную линию *1* под углом α к оси напряжений. Угол α определяется уравнением $\operatorname{tg}\alpha = 1/R$ [13]. Согласно рисунку через диод под воздействием напряжения $U_н$ потечет ток $I_н$. При этом на основании закона Ома и указанной зависимости между углом α и сопротивлением R падение напряжения U_R на сопротивлении R от тока $I_н$ будет определяться отрезком *АВ*, который меньше отрезка *ОА*. Это подтверждает сказанное ранее о том, что $U_R < U_н$.

Таким образом, при отсутствии сигнала на нагрузочном резисторе диода возникает управляющее напряжение, которое определяется отрезком OB и, следовательно, равно $U_{у.н} = U_н - U_R$. Напряжение $U'_б$ обычно равняется 2—4 В. Следовательно, при выполнении указанного ранее соотношения между сопротивлениями резисторов $(R_{фАРУ} + R'_б > 10R)$ напряжение $U_н$ будет составлять менее 10% $U'_б$. Таким образом, исходное управляющее напряжение $U_{у.н}$,

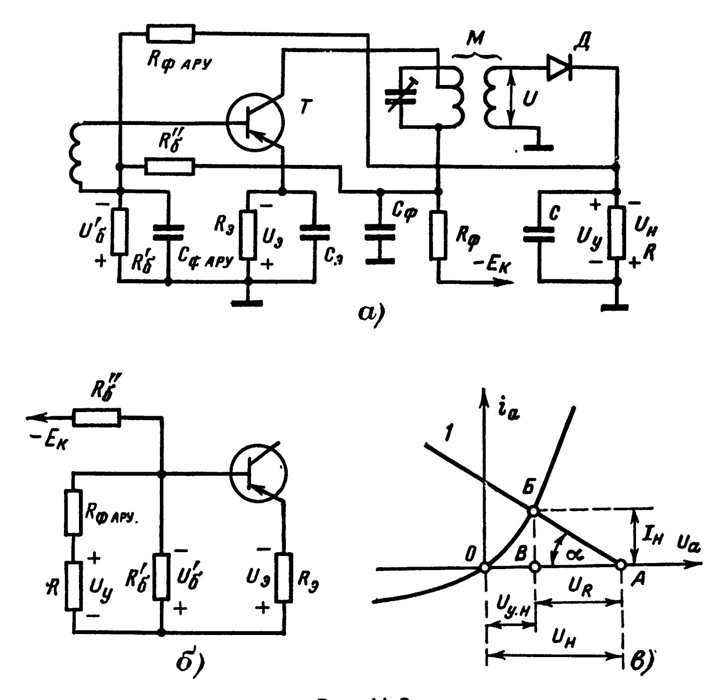


Рис. 11-2.

как правило, не превышает 0,05—0,1 В. Оно обычно мало влияет на усиление регулируемых каскадов и может быть учтено при установке исходных режимов транзисторов регулируемых каскадов. Поэтому в дальнейших рассуждениях будем полагать его равным нулю.

С учетом сказанного исходное напряжение между базой и эмиттером транзистора регулируемого каскада определяется разностью напряжений, создающихся на резисторах $R'_б$ и $R_э$: $U_{бэ} = U'_б - U_э$. Это напряжение в германиевых транзисторах отрицательным потенциалом приложено к базе, так как $U'_б > U_э$. Сопротивление резисторов фильтра АРУ $R_{фАРУ}$ и нагрузки диода R, являющегося выпрямителем АРУ, обычно на порядок больше сопротивления резистора $R'_б$, поэтому их шунтирующим действием на этот резистор можно пренебрегать.

Управляющее напряжение системы АРУ создается за счет выпрямления напряжения промежуточной частоты детектором, выполненным на диоде *Д* и нагрузочном резисторе R. Необходимая для нормальной работы АРУ полярность управляющего напряжения показана на рис. 11-2, *а*. При наличии сигнала на входе детектора результирующее отрицательное напряжение между базой и эмиттером будет уменьшаться. Сказанное подтверждается схемой, изображенной на рис. 11-2, *б*, справедливой для постоянных токов цепи базы. Согласно этой схеме падение напряжения, создающееся на резисторе $R'_б$ за счет тока, протекающего под воздействием управляющего напряжения (через резистор $R_{фАРУ}$), будет иметь противоположную полярность с напряжением $U'_б$. Поэтому управляющее напряжение как бы уменьшает напряжение $U'_б$. С ростом сигнала увеличивается управляющее напряжение, благодаря чему отрицательное напряжение базы по отношению к эмиттеру становится меньше и проводимость прямой передачи транзистора уменьшается. Последнее соответственно снижает усиление каскада, что и требуется от системы АРУ.

При снижении отрицательного потенциала базы (при закрывании транзистора) уменьшается его коллекторный ток. Наличие системы стабилизации коллекторного тока транзистора, состоящей из резисторов $R_э$, $R'_б$ и $R''_б$, противодействует работе системы АРУ, снижая ее эффективность. Так, при снижении коллекторного тока транзистора за счет работы системы АРУ система стабилизации коллекторного тока стремится его увеличить, поэтому в каскадах, подверженных действию системы АРУ, нельзя применять сильную стабилизацию коллекторного тока. В таких каскадах при расчете сопротивлений указанных резисторов по формулам (6-6) коэффициент нестабильности берут более 3—4.

По мере снижения отрицательного потенциала базы происходит уменьшение входной и выходной проводимостей транзистора. А за счет этого становится меньше их шунтирующее действие на колебательные контуры, к которым они подключаются. Последнее уменьшает эквивалентную проводимость колебательных контуров (5-18) и способствует увеличению коэффициента усиления каскадов, в которые входят эти контуры согласно выражениям (6-17) или (7-20). Иначе говоря, изменение входной и выходной проводимостей транзистора под воздействием управляющего напряжения системы АРУ также противодействует ее работе, уменьшая ее эффективность.

Кроме того, снижение отрицательного потенциала базы сопровождается уменьшением входной и выходной емкостей транзистора. Это вызывает соответствующую расстройку колебательных контуров, повышая их собственную частоту.

Для ослабления вредного действия изменения входных и выходных проводимостей и емкостей транзистора на параметры каскадов, регулируемых системой АРУ, в них необходимо брать коэффициенты включения по возможности меньшими (p_1 не более 0,3—0,4 и p_2 не более 0,1—0,2). При этом, естественно, коэффициент усиления каскада в исходном режиме (при неработающей системе АРУ) может оказаться меньше устойчивого, что потребует увеличения числа каскадов приемника для обеспечения его чувствительности. На такой компромисс приходится идти, если необходимо обеспечить хорошую работу системы АРУ [3, 4, 17].

Управляющее напряжение подводится к регулируемому каскаду через фильтр АРУ $R_{фАРУ}$ — $C_{фАРУ}$. Он необходим для предотвраще-

ния больших нелинейных искажений сигнала в регулируемых каскадах. Согласно § 8-2 и рис. 8-4 на нагрузке детектора, являющегося источником управляющего напряжения, имеется сумма двух напряжений: постоянного U_-, пропорционального амплитуде несущей U_m, и переменного U_Ω, амплитуда которого определяется амплитудой изменения огибающей mU_m. Если подвести сумму этих напряжений к регулируемому каскаду, то его усиление станет изменяться не только в зависимости от амплитуды несущей, что нужно для работы АРУ, но и под воздействием переменного напряжения.

Таким образом, при амплитудно-модулированном сигнале за счет системы регулирования создаются цепи обратной связи (для токов частоты модуляции) между выходом тракта промежуточной частоты и входами каскадов, усиление которых регулируется системой АРУ.

В силу инерционности каскадов тракта промежуточной частоты и цепи регулирования между переменным напряжением частоты модуляции, поступающим на входы регулируемых каскадов, и огибающей их входных сигналов образуется фазовый сдвиг. Этот сдвиг будет, естественно, зависеть от частоты модуляции сигнала и инерционных свойств каскадов и цепи регулирования. Таким образом, переменная составляющая напряжения, проходящая через цепь регулирования, приводит к зависимости коэффициента усиления регулируемых каскадов от переменного напряжения, поступающего с выхода цепи регулирования. А это, в свою очередь, вызовет искажение огибающей полезного сигнала и, следовательно, искажение принимаемого сигнала.

Если этот фазовый сдвиг согласно сказанному в § 6-5 будет соответствовать образованию положительной обратной связи, то при достаточной ее силе может наступить режим самовозбуждения в указанной замкнутой цепи. Его возникновение нарушит нормальное прохождение сигнала и приведет к сильным искажениям, а в некоторых случаях и к полному прекращению прохождения полезного сигнала через регулируемые каскады из-за закрывания их большим напряжением, генерируемым при самовозбуждении.

Если указанная обратная связь будет отрицательной, то изменение усиления регулируемых каскадов под воздействием переменного напряжения, поступающего с выхода системы АРУ, будет происходить в противофазе с огибающей входного сигнала регулируемых каскадов. За счет этого глубина модуляции выходного сигнала станет меньше, чем входного (полезного) сигнала, т. е. будет происходить *демодуляция* полезного сигнала.

Чтобы указанные нежелательные явления не происходили в регулируемых каскадах, нужно предотвратить поступление переменной составляющей с выхода выпрямителя АРУ на вход регулируемых каскадов, т. е. это переменное напряжение надо отфильтровать, а пропускать только постоянное напряжение. Для подобной фильтрации и служит фильтр АРУ. Его можно рассматривать как делитель напряжения. Большая часть переменной составляющей выходного напряжения детектора выделится на резисторе $R_{\text{ф АРУ}}$ и очень малая на конденсаторе $C_{\text{ф АРУ}}$, так как его сопротивление переменным токам много меньше, чем сопротивление резистора $R_{\text{ф АРУ}}$. Наоборот, большая часть постоянной составляющей напряжения выделится на конденсаторе $C_{\text{ф АРУ}}$, а именно с него и подводится напряжение на базу регулируемого каскада. Для хорошей работы фильтра АРУ необходимо, чтобы его постоянная времени была значительно больше максимального периода переменной составляющей. Практически достаточно

иметь

$$C_{\text{фАРУ}} R_{\text{фАРУ}} = (5 \div 10)/F_{\text{мин}}. \qquad (11\text{-}2)$$

Чтобы сопротивление фильтра существенно не влияло на результирующее значение входного сопротивления каскада, которое увеличивается с ростом управляющего напряжения, это сопротивление должно удовлетворять неравенству [3,24]

$$R_{\text{фАРУ}} \geqslant (5 \div 20)/g_{11;\,0}, \qquad (11\text{-}3)$$

где $g_{11;0}$ — значение входной проводимости транзистора в исходной рабочей точке, когда управляющее напряжение равно нулю.

Эффективность работы системы АРУ принято оценивать по допустимому изменению амплитуды выходного напряжения приемника при заданном диапазоне входных сигналов в соответствии с двумя коэффициентами:

$$B = U_{\text{вых. макс}}/U_{\text{вых. мин}} \quad \text{и} \quad Д = E_{\text{А макс}}/E_{\text{А0}}. \qquad (11\text{-}4)$$

Чем меньше B при большем $Д$, тем эффективнее работа системы АРУ. Согласно формулам (11-4) при наличии системы АРУ максимальный коэффициент усиления приемника $K_{\text{макс}} = U_{\text{вых.мин}}/E_{\text{А0}}$, а минимальный $K_{\text{мин}} = U_{\text{вых.макс}}/E_{\text{Амакс}}$. Глубиной регулирования системы АРУ принято называть отношение $K_{\text{макс}}/K_{\text{мин}} = Г$. Следовательно,

$$Г = Д/B. \qquad (11\text{-}5)$$

Если данная величина больше, чем возможная глубина регулирования одного каскада (10-1), то необходимо регулировать усиление двух или более каскадов, чтобы обеспечивалось выполнение неравенства

$$Г \leqslant Г_{\text{к1}} Г_{\text{к2}} \ldots Г_{\text{к}n} = \prod_{i=1}^{n} Г_{\text{к}i}. \qquad (11\text{-}6)$$

С достаточной для инженерных расчетов точностью можно считать, что проводимости транзистора Y_{21}, g_{11} и g_{22} линейно зависят от тока коллектора при изменении его в интервале 0,1—3 мА, что имеет место при регулировании усиления каскада системой АРУ [4, 11, 13].

Р е г у л и р о в о ч н о й х а р а к т е р и с т и к о й каскада называют зависимость его коэффициента усиления от управляющего напряжения. По этой характеристике определяют глубину регулирования. Точное аналитическое выражение регулировочной характеристики получить весьма сложно, так как требуется учитывать очень много различных факторов. В первом приближении регулировочную характеристику можно получить, если учитывать только проводимость прямой передачи, а также входную и выходную проводимости. Поскольку все эти проводимости почти линейно зависят от коллекторного тока, то можно выразить зависимость коэффициента усиления каскада от относительного изменения коллекторного тока

$$q = I_{\text{к}}/I_{\text{к. макс}}, \qquad (11\text{-}7)$$

где $I_{\text{к. макс}}$ — коллекторный ток при отсутствии управляющего напряжения. Для высокочастотных транзисторов его обычно выбирают не более 2—3 мА, что обеспечивает достаточную глубину регулирования. При больших коллекторных токах соответственно увеличива-

ются входная и выходная проводимости транзистора и их изменение практически не дает существенного увеличения глубины регулирования каскада. Минимальное значение коллекторного тока не следует брать менее 0,15—0,25 мА, так как при меньших значениях вредное влияние междуэлектродных емкостей и нестабильности обратного коллекторного тока становится весьма значительными. С учетом сказанного обычно берут $q > 0{,}07 \div 0{,}1$ [24].

Таким образом, можно считать

$$Y_{21} \approx qY_{21\text{макс}}; \quad g_{11} \approx qg_{11\text{макс}}; \quad g_{22} \approx qg_{22\text{макс}}. \qquad (11\text{-}8)$$

Воспользовавшись общим выражением для коэффициента усиления каскада резонансного усилителя, перепишем выражение (6-17) для случая, когда система АРУ регулирует усиление данного и следующего каскадов:

$$K_0 \approx \frac{p_1 p_2 q Y_{21\text{макс}}}{g + p_1^2 q g_{11\text{макс}} + p_2^2 q g_{22\text{макс}}} = \frac{p_1 p_2 Y_{21\text{макс}}}{\dfrac{g}{q} + p_1^2 g_{11\text{макс}} + p_2^2 g_{22\text{макс}}}. \qquad (11\text{-}9)$$

При этом согласно формуле (11-1) глубина регулирования усиления каскада

$$\Gamma_\text{к} = 1 + \frac{g\left(\dfrac{1}{q} - 1\right)}{g + p_1^2 g_{11\text{макс}} + p_2^2 g_{22\text{макс}}} = 1 + \frac{g\left(\dfrac{1}{q} - 1\right)}{g_{\text{э. макс}}}. \qquad (11\text{-}10)$$

Если в следующем каскаде нет регулировки усиления, то его входная проводимость не меняется. Поэтому согласно выражениям (6-17) и (11-9) для этого случая

$$K_0 \approx \frac{p_1 p_2 Y_{21\text{макс}}}{\dfrac{g + p_1^2 g_{11\text{макс}}}{q} + p_2^2 g_{22\text{макс}}} \quad \text{и} \quad \Gamma'_\text{к} = \frac{(g + p_1^2 g_{11\text{макс}})\left(\dfrac{1}{q} - 1\right)}{g_{\text{э. макс}}}. \qquad (11\text{-}11)$$

За счет изменения входной проводимости регулируемого каскада коэффициент усиления предыдущего каскада резонансного усилителя (или коэффициент передачи ВЦ) согласно выражению (6-17) определится следующим образом:

$$K_{0\text{пред}} = \frac{p_1 p_2 Y_{21\text{макс}}}{g + p_1^2 q g_{11\text{макс}} + p_2^2 g_{22\text{макс}}} \text{ и } \Gamma_{\text{к. пред}} = 1 - \frac{(g + p_2^2 g_{22\text{макс}})(1 - q)}{g_{\text{э. макс. пред}}}. \qquad (11\text{-}12)$$

Таким образом, действительная глубина регулирования, полученная за счет включения в систему АРУ одного резонансного каскада, на основании выражений (11-10), (11-11) и (11-12) будет:

$$\Gamma_{\text{к}0} = \Gamma_\text{к} \Gamma_{\text{к. пред}} \quad \text{или} \quad \Gamma_{\text{к}0} = \Gamma'_\text{к} \Gamma_{\text{к. пред}}. \qquad (11\text{-}13)$$

В случае регулирования усиления резисторного каскада (с нерегулируемым следующим каскадом) согласно выражению (7-46) получим:

$$K_0 = \frac{qY_{21\text{макс}}}{\dfrac{1}{R} + qg_{22\text{макс}} + g_{11}} \quad \text{и} \quad \Gamma_\text{к} = 1 + \frac{\left(\dfrac{1}{R} + g_\text{макс}\right)\left(\dfrac{1}{q} - 1\right)}{\dfrac{1}{R} + g_{11\text{макс}} + g_{22\text{макс}}}. \qquad (11\text{-}14)$$

Изменение усиления предыдущего каскада можно в этом случае определить по формулам (11 12).

Путем аналогичных рассуждений, используя выражение (7-20), можно вывести формулы для коэффициента усиления и глубины регулирования двухконтурного усилителя.

К сожалению, в справочной литературе по транзисторам не приводятся зависимости коллекторного тока от напряжения между базой и эмиттером. Поэтому нельзя определить непосредственно нужное значение регулирующего напряжения, которое обеспечит требуемое изменение коллекторного тока, т. е. параметр q из выражения (11-7). При этих условиях непосредственно рассчитать амплитудную характеристику приемника и проверить обеспечение нужных параметров системы АРУ (11-4) невозможно. Решение этих вопросов можно выполнить по методике, приведенной в литературе [24]. Если рассматривать регулируемый каскад как усилитель постоянного тока с обратной связью, то действие управляющего напряжения $U_у$ на основной параметр регулировки $I_к$ можно оценивать с помощью так называемого коэффициента управления $N = \Delta I_к/\Delta U_к$. Отметим, что коэффициент N — величина размерная — А/В Если амплитуду максимального входного напряжения выпрямителя АРУ обозначить через U_2, а коэффициент передачи цепи управления через $K_у$, то управляющее напряжение

$$U_у = U_2 K_у. \qquad (11\text{-}15)$$

При этом коллекторный ток регулируемого каскада изменяется по закону

$$I_к = I_{к.\,макс} - N U_у = I_{к.\,макс} - N U_2 K_у. \qquad (11\text{-}16)$$

Отсюда с учетом выражения (11-7)

$$N = \frac{I_{к.\,макс}}{U_2 K_у}(1 - q). \qquad (11\text{-}17)$$

В системе простой АРУ коэффициент передачи цепи управления равен произведению коэффициентов передачи выпрямителя (детектора) и фильтра АРУ, поскольку они включены последовательно. Но коэффициент передачи фильтра АРУ для управляющего (постоянного) напряжения практически равен единице. Поэтому можно считать $K_у \approx K_д$.

Заметим, что значение коэффициента управления, определяющее уравнение (11-17), физически следует рассматривать как желаемую величину при выбранных исходных условиях, т. е. значениях $I_{к.макс}$, q, U_2 и $K_у$. Поскольку регулировочная характеристика каскада с выбранным транзистором заранее неизвестна, следует в дальнейшем определить значение коэффициента управления, которое каскад обеспечит реально.

При наличии резистора в эмиттерной цепи регулируемого каскада, если рассматривать его как усилитель постоянного тока, действительный коэффициент управления в первом приближении определяется формулой

$$N \approx \frac{\beta}{R_{фАРУ} + \beta R_э}, \qquad (11\text{-}18)$$

где $\beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$ — статический коэффициент усиления транзистора по току.

Система простой АРУ обеспечивает заданное относительное изменение коллекторного тока регулируемого каскада q, если согласно выражению (11-7) выполняется неравенство

$$N \geqslant \frac{I_{\text{к. макс}}}{K_у U_2}(1-q), \qquad (11\text{-}19)$$

т. е. действительный коэффициент управления будет не меньше желаемого. Если коэффициент управления оказывается меньше правой части неравенства (11-19), то добиться выполнения неравенства можно увеличением q, т. е. увеличением $I_{\text{к мин}}$ или уменьшением $I_{\text{к.макс}}$. С другой стороны, для увеличения коэффициента управления согласно формуле (11-18) следует уменьшать сопротивление резистора $R_э$. Это увеличит глубину регулирования каскада, так как позволит выполнить неравенство (11-19) при меньшем значении q, что потребует меньшего числа каскадов в приемнике. Уменьшение сопротивления фильтра АРУ для этой же цели ограничивает неравенство (11-3) и, как правило, неосуществимо.

В силу большого уровня входного сигнала нежелательно регулировать усиление последнего каскада УНПЧ, так как это может вызвать его перегрузку и большие нелинейные искажения. Нежелательно также регулировать усиление ПЧ, особенно если он с совмещенным гетеродином, так как при этом также повысится уровень нелинейных искажений.

Может показаться, что выполнение неравенства (11-19) можно достигнуть увеличением напряжения U_2, но это потребует соответствующего увеличения входного сигнала последнего каскада УНПЧ, что сопряжено с ростом нелинейных искажений. Кроме того, в этом случае управляющее напряжение будет также большим, что вызовет большие нелинейные искажения в регулируемом каскаде. Поэтому максимальное выходное напряжение УНПЧ обычно берут не более 1—2 В. Если при включении всех каскадов высокочастотного тракта (кроме последнего) в систему АРУ неравенство (11-6) не будет выполняться, то для обеспечения требуемой глубины регулирования следует перейти к усиленной АРУ.

Для расчета амплитудной характеристики линейной части приемника следует воспользоваться формулой

$$K_{0\text{в. ч}} = K_{0\text{з. ц}} K_{0\text{у. р. с.}} K_{0\text{п. ч}} K_{0\text{у. н. п. ч}}. \qquad (11\text{-}20)$$

При этом сюда надо подставлять выражения для коэффициентов усиления регулируемых каскадов, определяющиеся через параметр q, т. е. формулы (11-9), (11-11), (11-12), (11-14) и подобные им, если регулируется усиление других каскадов.

Пример 11-1. Определить глубину регулирования системы АРУ, если в премнике регулируется усиление двух резисторных каскадов, параметры которых соответствуют примеру 7-7. Полагать $U_2 = 1{,}5$ В, а коэффициент передачи детектора $K_д = 0{,}85$ (коэффициент передачи с полной нагрузки в примере 8-1). Минимальная частота модуляции сигнала $F_{\text{мин}} = 50$ Гц. Перед первым регулируемым каскадом стоит каскад с ФСИ.

Вычислим по формуле (11-3) сопротивление резистора фильтра АРУ, полагая численный коэффициент равным 13: $R_{\text{фАРУ}} = 13/1{,}05 \times \times 10^{-3} = 12{,}3 \cdot 10^3$ Ом. По приложению 3 принимаем $R_{\text{фАРУ}} = 12$ кОм. Емкость конденсатора фильтра АРУ определяем согласно формуле (11-2) $C_{\text{фАРУ}} = 8/12 \cdot 10^3 \cdot 50 = 1{,}3 \cdot 10^{-5}$ Ф. По приложению 3 выби-

раем $C_{\text{фАРУ}} = 15$ мкФ. При $\alpha = 0,94$ коэффициент усиления транзистора по току

$$\beta = \frac{0,94}{1-0,94} = 16.$$

Из выражения (11-18) находим коэффициент управления каскада

$$N = \frac{16}{12 \cdot 10^{3} + 16 \cdot 1200} = 0,51 \cdot 10^{-3} \text{ А/В}.$$

Равенство (11-17) выполнится при

$$q = 1 - \frac{NU_2K_у}{I_{к.\,макс}}. \qquad (11\text{-}21)$$

В нашем случае

$$q = 1 - \frac{51 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 0,85}{10^{-3}} = 0,35,$$

что соответствует $I_{к.мин} = 0,35$ мА и вполне допустимо.

При регулировании усиления следующего каскада формулы (11-14) перепишутся так:

$$K_0 = \frac{Y_{21макс}}{\frac{1}{Rq} + g_{22макс} + g_{11макс}} \quad \text{и} \quad \Gamma_к = 1 + \frac{\frac{1}{R}\left(\frac{1}{q} - 1\right)}{\frac{1}{R} + g_{11макс} + g_{22макс}}. \qquad (11\text{-}22)$$

Полную проводимость нагрузки каскадов в исходном положении (без подачи управляющего напряжения) определим по формуле (7-42): $G = 1/R + g_{11макс} + g_{22макс} = (10^{-3}/1,85) + 1,05 \cdot 10^{-3} + 10^{-5} = 1,61 \times \times 10^{-3}$ См. В нашем случае для первого регулируемого каскада по формуле (11-22) определяем

$$\Gamma_{к1} = 1 + \frac{\frac{1}{1,85 \cdot 10^3}\left(\frac{1}{0,35} - 1\right)}{1,61 \cdot 10^{-3}} = 1,62.$$

Во втором каскаде согласно выражению (11-14)

$$\Gamma_{к2} = 1 + \frac{(1/1,85 \cdot 10^3) + 1,05 \cdot 10^{-3}\,[(1/0,35) - 1]}{1,61 \cdot 10^{-3}} = 2,87.$$

Поскольку перед первым регулируемым каскадом стоит каскад с ФСИ, то изменение входной проводимости первого регулируемого каскада практически не сказывается на усилении предыдущего каскада. Поэтому полная глубина регулирования системы АРУ согласно выражению (11-6) $\Gamma = \Gamma_{к1} \cdot \Gamma_{к2} = 1,62 \cdot 2,87 = 4,65$ или 13,3 дБ, что крайне мало и характеризует низкие качества работы простой системы АРУ в транзисторных каскадах, параметры которых выбраны по методикам расчета нерегулируемых каскадов.

Увеличения коэффициента управления и улучшения качества работы системы АРУ можно достигнуть за счет уменьшения сопротивления эмиттерного резистора и тем самым снижения стабилизации коллекторного тока. Поэтому параметры элементов схемы регулируемых каскадов целесообразно определять в следующем порядке. По-

скольку глубина регулирования каскада увеличивается с уменьшением параметра q, то следует предварительно задаться допустимыми максимальным и минимальным значениями коллекторного тока. Тем самым определяется минимально реализуемый параметр q. Поскольку в системе простой АРУ U_2 и $K_у$ мало изменяются, то пользуясь их значениями, по формуле (11-17) находят нужный коэффициент управления. После этого по формуле (11-3) определяют сопротивление резистора фильтра АРУ и из формулы (11-18) находят максимально допустимое сопротивление эмиттерного резистора. Затем, пользуясь выражением (7-45), определяют сопротивление нагрузочного резистора. Подставляя полученные значения в первую формулу (6-6), вычисляют допустимое сопротивление резистора фильтра коллекторной цепи. Затем находят остальные значения элементов схемы питания по рекомендованным ранее формулам.

Пример 11-2. Вычислить глубину регулирования системы АРУ и параметры регулируемых каскадов, если регулируется усиление двух соседних резисторных каскадов, выполненных на транзисторах П402 при $I_{к.макс} = 2$ мА, $I_{к.мин} = 0{,}15$ мА и $E_к = 5$ В. Перед регулируемыми каскадами находится каскад с ФСИ; промежуточная частота 465 кГц. Полагать $U_2 = 1{,}5$ В и $K_д = 0{,}85$, $C_{м1} = C_{м2} = 10$ пФ, $F_{мин} = 50$ Гц, $E_{к0} = 9$ В, $\Delta T = 30°$С и $\sigma = 5$. Согласно приложению 1 и сказанному ранее параметры транзистора на промежуточной частоте при выбранном максимальном токе коллектора: $Y_{21} = 56$ мСм; $g_{11} = 1{,}1$ мСм; $g_{22} = 1{,}3 \cdot 10^{-5}$ См; $C_{11} = 210$ пФ; $C_{22} = 18$ пФ; $C_{12} = 6$ пФ; $\alpha_0 = 0{,}94$; $\beta = 16$.

По формуле (6-31) при $k_у = 0{,}9$

$$K_{0\,уст} = \sqrt{\frac{2\,(1-0{,}9)\,56 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^{5} \cdot 6 \cdot 10^{-12}}} = 25{,}4.$$

Из формулы (6-15) находим $C_1 = 18 + 10 = 28$ пФ и $C_2 = 210 + 10 = 220$ пФ. Согласно схеме, показанной на рис. 7-8, и формуле (6-15) $G_2 = 1\,1 \cdot 10^{-3}$ См и $G_1 = 1{,}3 \cdot 10^{-5}$ См. Тогда по формуле (7-45)

$$R = \frac{1}{\sqrt{\frac{56^2 \cdot 10^{-6}}{25{,}4^2} - 6{,}28^2 \cdot 4{,}65^2 \cdot 10^{10} \cdot 248^2 \cdot 10^{-24} - 1{,}1 \cdot 10^{-3} - 1{,}3 \cdot 10^{-5}}} = 1{,}03 \cdot 10^{3}\ \text{Ом}.$$

По приложению 3 принимаем $R = 1$ кОм.

Из формулы (11-7) получаем $q = 0{,}15 \cdot 10^{-3}/2 \cdot 10^{-3} = 0{,}075$. Пользуясь формулой (11-17), вычисляем необходимый коэффициент управления

$$N = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{1{,}5 \cdot 0{,}85}\,(1 - 0{,}075) = 1{,}45 \cdot 10^{-3}\ \text{А/В}.$$

Принимаем численный коэффициент равным 7,5 и по формуле (11-3) определяем $R_{фАРУ} = 7{,}5/1{,}1 \cdot 10^{-3} = 6800$ Ом. В соответствии с приложением 3 выбираем $R_{фАРУ} = 6{,}8$ кОм. Емкость конденсатора фильтра АРУ определяем по формуле (11-2) $C_{фАРУ} = 8/6800 \cdot 50 = 2{,}4 \times 10^{-5}$ Ф. Согласно приложению 5 выбираем $C_{фАРУ} = 27$ мкФ. Из формулы (11-18) находим максимально допустимое сопротивление эмиттерного резистора:

$$R_э = \frac{16 - 1{,}45 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}8 \cdot 10^{3}}{1{,}45 \cdot 10^{-3} \cdot 16} = 265\ \text{Ом}.$$

По приложению 3 выбираем $R_э = 270$ Ом. Тогда согласно первой формуле (6-6) с учетом сказанного в § 7-6 падение напряжения на резисторе

$$U_{R_ф} = E_{к0} - I_к R - E_к - \frac{R_э}{\alpha_0}\left(I_к - I_{к0} 2^{0,1\Delta T}\right) =$$

$$= 9 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{3} - 5 - \frac{270}{0,94}(2 \cdot 10^{-3} - 15 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{0,1 \cdot 30}) = 0,54 \text{ В}.$$

Тогда

$$R''_б = \frac{(5-1)(9-0,54)}{2 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 15 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{0,1 \cdot 30}} = 24,2 \cdot 10^{3} \text{ Ом};$$

по приложению 3 принимаем $R''_б = 24$ кОм.

$$R'_б = \frac{1,25 \cdot 270 \cdot 6 \cdot 10^{3}(5-1)}{0,94 \cdot 5 \cdot 24 \cdot 10^{3} - (5-1)(270+24000)} = 204 \text{ Ом};$$

согласно приложению 3 берем $R'_б = 2$ кОм.

$$R_ф = \frac{0,54}{2 \cdot 10^{-3} + \frac{9-0,54-2}{2000+24000}} = 217 \text{ Ом};$$

по приложению 3 выбираем $R_ф = 220$ Ом. Поскольку полное сопротивление нагрузки детектора обычно бывает равным 3—7 кОм, то $R_{фАРУ} + R_д >> R'_б$. Поэтому корректировка элементов схемы питания не требуется.

По формуле (6-8) вычисляем:

$$C_ф \geqslant \frac{100}{220 \cdot 6,28 \cdot 4,65 \cdot 10^{5}} = 15 \cdot 10^{-8} \text{ Ф};$$

по приложению 3 принимаем $C_ф = 0,22$ мкФ.

Пользуясь выражением (6-8), с учетом сказанного в § 6-2, находим:

$$C_э = \frac{100}{270 \cdot 6,28 \cdot 4,65 \cdot 10^{5}} = 1,27 \cdot 10^{-7} \text{ Ф};$$

по приложению 3 выбираем $C_э = 0,13$ мкФ. Таким образом, все элементы схемы каскадов выбраны.

Для первого регулируемого каскада из формулы (11-22) находим

$$\Gamma_{к1} = 1 + \frac{\frac{1}{10^{3}}\left(\frac{1}{0,075} - 1\right)}{10^{-3} + 1,1 \cdot 10^{-3} + 13 \cdot 10^{-6}} = 6,65.$$

Для второго каскада по формуле (11-14) определяем

$$\Gamma_{к2} = 1 + \frac{(10^{-3} + 1,1 \cdot 10^{-3})\left(\frac{1}{0,075} - 1\right)}{10^{-3} + 1,1 \cdot 10^{-3} + 13 \cdot 10^{-6}} = 11,8.$$

Так как перед первым регулируемым каскадом стоит каскад с ФСИ, то его усиление в процессе регулировки не меняется. Таким образом, по формуле (11-6) полная глубина регулирования системы

АРУ $\Gamma = 6{,}65 \cdot 11{,}8 = 78$ или 37,9 дБ, что значительно больше, чем было в примере 11-1.

Сравнение данных примера 11-2 и 11-1 показывает, что для транзисторных каскадов, охваченных АРУ, выбор режима питания следует производить так, чтобы в каскаде обеспечивалась глубокая регулировка, и, в первую очередь, выбирать малое сопротивление эмиттерного резистора. Согласно выражению (11-18) для повышения коэффициента управления и увеличения глубины регулирования следует брать транзисторы с большим коэффициентом усиления по току. Так, при использовании транзистора П403 ($\beta = 49$) и прочих условиях, соответствующих примеру 11-1, было бы $q = 0{,}115$ и $\Gamma = 32$ (см. задачу 11-1).

Пример 11-3. Рассчитать амплитудную характеристику высокочастотного тракта приемника, имеющего коэффициент усиления нерегулируемых каскадов 500 и два регулируемых каскада, параметры которых соответствуют данным примера 11-2.

При неработающей системе АРУ коэффициент усиления высокочастотного тракта из формулы (11-20) $K_{0вч} = 500 \cdot 25{,}4 \cdot 25{,}4 = 322\,000$.

Максимальному выходному сигналу $U_2 = 1{,}5$ В согласно характеристикам рис. 11-1 соответствуют наибольшее управляющее напряжение и наименьшее усиление регулируемых каскадов при минимальном значении $q = 0{,}075$. Таким образом, усиление высокочастотного тракта при действии системы АРУ определится уравнением

$$K_{0вч} = K_{нерег} K_{рег.\,макс} / \Gamma \qquad (11\text{-}23)$$

Следовательно, при $U_2 = 1{,}5$ В $K_{0вч} = 500\,\dfrac{25{,}4^2}{78} = 4110$, а входное напряжение $U_{вх} = U_{вых}/K_{0вч} = 1{,}5/4110 = 3{,}65 \cdot 10^{-4}$ В. Зададимся выходным напряжением $U_2' = 1{,}25$ В (меньше максимального). Согласно выражению (11-21) этому значению соответствует параметр

$$q' = 1 - \frac{1{,}45 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}85}{2 \cdot 10^{-3}}\,1{,}25 = 0{,}233,$$

при этом глубина регулирования первого каскада согласно выражению (11-22)

$$\Gamma'_{к1} = 1 + \frac{\dfrac{1}{10^3}\left(\dfrac{1}{0{,}233} - 1\right)}{10^{-3} + 1{,}1 \cdot 10^{-3} + 13 \cdot 10^{6}} = 2{,}57$$

и согласно формуле (11-14) для второго каскада

$$\Gamma'_{к2} = 1 + \frac{(10^{-3} + 1{,}1 \cdot 10^{-3})\left(\dfrac{1}{0{,}233} - 1\right)}{10^{-3} + 1{,}1 \cdot 10^{3} + 13 \cdot 10^{-6}} = 4{,}28.$$

По формуле (11-23) для выходного напряжения 1,25 В

$$K'_{0вч} = 500\,\frac{25{,}4^2}{2{,}57 \cdot 4{,}28} = 29\,000,$$

а входное напряжение $U'_{вх} = 1{,}25/29\,000 = 4{,}3 \cdot 10^{-5}$ В.

Для выходного напряжения $U_2 = 1$ В, аналогично получим $q'' = 0{,}384$, $K''_{0вч} = 70\,000$ и $U''_{вх} = 1{,}4 \cdot 10^{-5}$ В. Результаты расчетов для меньших выходных напряжений приведены в табл. 11-1.

Таблица 11-1

U_2, В	1,5	1,25	1	0,75	0,5	0,25	0
$U_{вх}$, В	$3,68\cdot10^{-4}$	$4,3\cdot10^{-5}$	$1,4\cdot10^{-5}$	$6,1\cdot10^{-6}$	$2,8\cdot10^{-6}$	10^{-6}	0

На рис. 11-3 сплошной линией изображена амплитудная характеристика, соответствующая выполненным расчетам. Если считать допу-

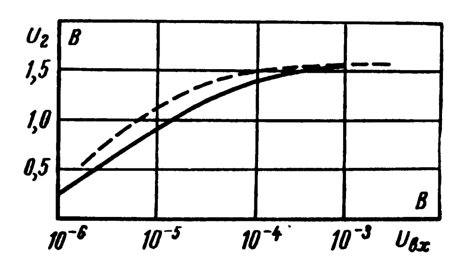


Рис. 11-3.

стимым изменение выходного напряжения в три раза, что соответствует $B = 3$ (11-4), то при этом изменение входного сигнала будет в $Д = 3{,}68\cdot10^{-4}/2{,}8\cdot10^{-6} = 131$ раз или составит 42,4 дБ.

11-4. ПРОСТАЯ АРУ ЛАМПОВЫХ ПРИЕМНИКОВ

Можно выбрать такой тип ламп, у которых в диапазонах метровых и более длинных волн, используемых в радиовещании и радиолюбительской связи, входная проводимость почти на порядок меньше собственной проводимости колебательных контуров, даже при минимально возможном их затухании. Благодаря этому изменение шунтирования колебательных контуров в процессе регулирования оказывается ничтожным. Междуэлектродные емкости ламп также практически сохраняются постоянными во всем рабочем диапазоне частот при очень больших изменениях положения рабочей точки. Для использования в регулируемых каскадах созданы лампы серии «К» со специальной удлиненной вольт-амперной характеристикой. Благодаря этому даже при очень больших регулирующих напряжениях уровень нелинейных искажений сохраняется вполне допустимым. Поэтому при регулировке усиления ламповых каскадов системой АРУ изменение смещения на сетках ламп влияет только на крутизну их характеристики. Для высокочастотных ламп в справочниках приводятся зависимости крутизны от напряжения смещения. Такая зависимость может быть получена графическим способом путем определения крутизны как отношения приращения анодного тока к приращению напряжения смещения:

$$S = \Delta I_a / \Delta U_g.$$

Рабочие точки ламп высокочастотных каскадов, в которых осуществляется регулирование усиления, выбираются в области отрицательных напряжений на сетке. Поэтому в сеточных цепях отсутствует постоянный ток и они не потребляют мощности от выпрямителя АРУ. Это также значительно упрощает построение системы АРУ ламповых приемников.

Крутизну характеристики лампы можно изменять также за счет регулировки напряжения на аноде или экранной сетке. Но эти способы требуют больших управляющих напряжений (десятки вольт) и токов. Поэтому они в системах АРУ не применяются.

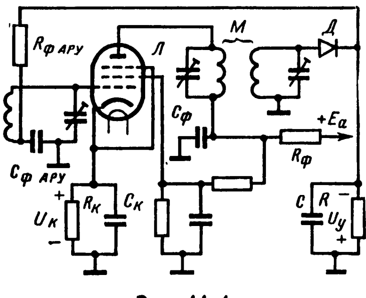


Рис. 11-4.

На рис. 11-4 приведена схема регулируемого каскада и выпрямителя простой АРУ. Смещение на сетке лампы равно сумме исходного смещения $U_к$, создающегося на катодном резисторе $R_к$ и управляющего напряжения $U_у$ выпрямителя АРУ: $E_{gк} = -(U_к + U_у)$. При отсутствии сигнала оно равно исходному смещению. По мере увеличения сигнала растет управляющее напряжение и увеличивается смещение на сетке лампы регулируемого каскада. При этом снижаются анодный и экранный токи лампы, что вызывает уменьшение напряжения на катодном резисторе. За счет этого несколько понижается результирующее смещение на сетке и увеличивается усиление каскада. Следовательно, в ламповом каскаде наличие катодного резистора (как и эмиттерного в транзисторном каскаде) снижает эффективность действия АРУ. Поэтому в регулируемых каскадах его берут с возможно меньшим сопротивлением или создают исходное смещение за счет включения резистора в общий минусовый провод, идущий от выпрямителя к шасси. В этом случае исходное смещение оказывается практически не зависящим от уровня сигнала.

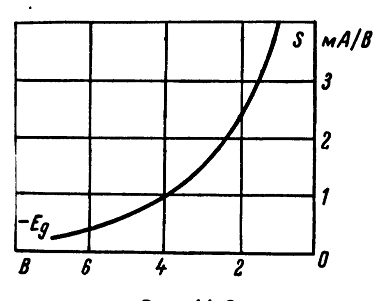


Рис. 11-5.

С учетом сказанного глубина регулирования лампового каскада определяется изменением крутизны характеристики лампы за счет управляющего напряжения:

$$Г_к = S_{макс}/S_{мин}. \quad (11\text{-}24)$$

На рис. 11-5 изображена зависимость крутизны характеристики от напряжения смещения для ламп типа 6К4П. Если взять исходное смещение для этой лампы $E_{g0} = -1$ В, то ему будет соответствовать максимальная крутизна 4,4 мА/В. Чтобы получить глубину регулирования равной 10, следует иметь минимальную крутизну 0,44 мА/В,

что соответствует смещению E_g = —6,7 В. Следовательно, для такой глубины регулирования потребуется управляющее напряжение $U_y = |E_g| - |E_{g0}|$ = 6,7—1 = 5,7 В. При коэффициенте передачи детектора $K_д$ = 0,9 для этого потребуется максимальная амплитуда напряжения сигнала промежуточной частоты $U_2 = U_y/K_д$ = 5,7/0,9 = 6,35 В.

Поскольку постоянный ток в цепи регулирования не протекает, то сопротивление резистора фильтра АРУ в ламповых приемниках можно выбирать достаточно большим, около 1—2 МОм, что уменьшает емкость конденсатора фильтра.

Амплитудную характеристику в данном случае рассчитывают следующим образом. Задаются различными значениями выходного напряжения (от U_2 и меньше). Вычисляют по формуле (11-15) соответствующие им управляющие напряжения. Затем по графикам, аналогичным рис. 11-5, находят крутизну для каждого значения управляющего напряжения. Пользуясь выражением (11-24), вычисляют глубину регулирования каждого регулируемого каскада и по формуле (11-6) глубину регулирования всего приемника. По формуле (11-23) рассчитывают входное напряжение, соответствующее каждому значению выходного напряжения.

11-5. ЗАДЕРЖАННАЯ АРУ

Положим для приемника, система АРУ которого рассчитана в примерах 11-2 и 11-3, номинальное выходное напряжение высокочастотного тракта равно 0,75 В. Простая АРУ при этом выходном напряжении уменьшает коэффициент усиления ВЧ тракта в 322 000/123 000 =

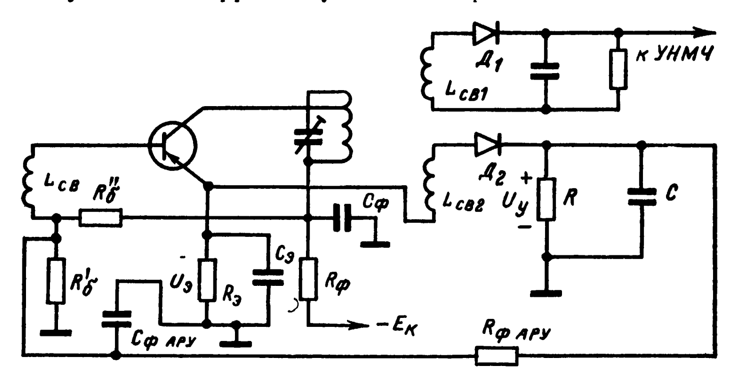


Рис. 11-6.

= 2,6 раза. Во столько же раз понижается чувствительность приемника. Применением задержанной АРУ можно устранить этот недостаток. На рис. 11-6 приведен один из возможных вариантов схемы задержанной АРУ транзисторного приемника. Здесь для выпрямителя АРУ используется добавочный диод $Д_2$. Задержка работы АРУ достигается включением в цепь диода $Д_2$ эмиттерного резистора регулируемого каскада. Постоянное напряжение, создающееся на этом резисторе, $U_э$ своим отрицательным потенциалом оказывается приложен-

ным к аноду диода $Д_2$ и закрывает его. Поэтому ток в цепи диода будет протекать только в том случае, когда амплитуда напряжения сигнала U_2 на катушке связи $L_{св2}$, питающей выпрямитель АРУ, превысит напряжение $U_э$. Следовательно, порог срабатывания системы АРУ

$$U_{2пор} = U_э \approx I_к R_э. \tag{11-25}$$

При максимальном коллекторном токе регулируемого каскада 2—2,5 мА и небольшом сопротивлении эмиттерного резистора (300—500 Ом) напряжение задержки (порог срабатывания) может быть выбрано в пределах 0,5—1 В, что обеспечивает хорошую работу системы АРУ. Если нужно получить порог срабатывания менее напряжения $U_э$, то можно составить эмиттерное сопротивление $R_э$ из двух резисторов и подключить нижний конец катушки $L_{св2}$ к их средней точке. Напряжение задержки в этом случае будет равно падению напряжения на резисторе, который соединен с шасси. Управляющее напряжение в рассматриваемой схеме определяется соотношением

$$U_у = (U_2 - U_{2пор})\, K_{д2} = (U_2 - U_э)\, K_{д2}. \tag{11-26}$$

Следует помнить, что при $U_2 \leqslant U_{2пор} = U_э$ управляющее напряжение равно нулю. В приведенной формуле $K_{д2}$ — коэффициент передачи детектора, выполненного на диоде $Д_2$.

Достоинством данной схемы является то, что при работающей системе АРУ с ростом сигнала и увеличением управляющего напряжения уменьшается эмиттерный ток регулируемого каскада. Это приводит к снижению эмиттерного напряжения, служащего напряжением задержки и согласно выражению (11-26) к дополнительному увеличению управляющего напряжения а следовательно, и глубины регулирования каскада.

Выполняя анализ аналогичный проведенному в § 11-2, и используя формулу (11-26) вместо (11-15) можно получить:

$$q = \frac{I_{к.\,макс} - K_{д2} N U_2}{I_{к.\,макс}(1 - N R_э K_{д2})}. \tag{11-27}$$

Отсюда следует, что при

$$U_2 = I_{к.\,макс}/N K_{д2} \tag{11-28}$$

$q = 0$. Физически это означает, что система АРУ своим управляющим напряжением полностью закрыла управляемые каскады. Однако в реальной системе регулирования этого быть не может. Действительно, если бы регулируемые каскады оказались закрыты, то на входе выпрямителя АРУ не было бы сигнала, а значит управляющее напряжение равнялось бы нулю и регулируемые каскады были бы открытыми. Указанное несоответствие является следствием того, что при выводе формулы (11-27) было сделано несколько допущений, несправедливых при очень больших управляющих напряжениях. На самом деле при любом входном сигнале система регулирования усиления будет иметь свое динамическое равновесие при вполне определенном токе коллектора. Значение этого тока при росте сигнала стремится к нулю, но достигнуть его никогда не может. Поэтому при расчетах по формуле (11-27) не следует брать значения выходных напряжений, превышающие (11-28).

Расчет амплитудной характеристики для приемника с задержанной АРУ выполняется в следующей последовательности. При одинаковых параметрах катушек связи $L_{св1}$ и $L_{св2}$ напряжения на них также

будут одинаковы. Поэтому напряжение $U_2 = U_{2пор} = U_э$ соответствует минимальному выходному сигналу в формуле (11-4). При этом АРУ еще не работает и $q = 1$, что следует непосредственно из выражения (11-26) с учетом (11-25). Для этого значения напряжения U_2 коэффициент усиления высокочастотной части приемника определяется по формуле (11-20) при общей глубине регулирования, равной единице. Затем увеличивают выходное напряжение до значения U_2' и вычисляют по формуле (11-27) соответствующее ему значение параметра q'. Полученное значение q' подставляют в формулы, определяющие глубину регулирования каждого регулируемого каскада. Затем, вычислив глубину регулирования всего приемника по формуле (11-6), из выражения (11-23) находят коэффициент усиления приемника, а по нему — входное напряжение, соответствующие напряжению U_2' на выходе линейной части приемника. Аналогично определяют входные напряжения для других значений выходных напряжений, заканчивая этот расчет на значении $U_{2макс} = BU_2$, соответствующем максимальному выходному напряжению приемника.

Пример 11-4. Рассчитать амплитудную характеристику приемника с задержанной АРУ (см. рис. 11-6) при исходных данных примеров 11-2 и 11-3, полагая $U_2 = I_{к.макс} R_э = 2\cdot10^{-3}\cdot270 = 0{,}54$ В

Заданному минимальному выходному напряжению соответствует входное напряжение $U_{вх} = 0{,}54/322\,000 = 1{,}7\cdot10^{-6}$ В.

Увеличим выходное напряжение до значения $U_2' = 0{,}75$ В.

Ему согласно выражению (11-27) соответствует

$$q' = \frac{2\cdot10^{-3} - 0{,}85\cdot1{,}45\cdot10^{-3}\cdot0{,}75}{2\cdot10^{-3}(1 - 1{,}45\cdot10^{-3}\cdot0{,}85\cdot270)} = 0{,}81.$$

На основании выражения (11-22) для первого регулируемого каскада

$$Г_{к1} = 1 + \frac{10^{-3}\,[(1/0{,}81) - 1]}{10^{-3} + 1{,}1\cdot10^{-3} + 13\cdot10^{-6}} = 1{,}15$$

и на основании выражения (11-14) для второго каскада

$$Г'_{к2} = 1 + \frac{(10^{-3} + 1{,}1\cdot10^{-3})\,[(1/0{,}81) - 1]}{10^{-3} + 1{,}1\cdot10^{-3} + 13\cdot10^{-6}} = 1{,}24.$$

Полную глубину регулирования определяем по формуле (11-6): $Г' = 1{,}15\cdot1{,}24 = 1{,}42$. Коэффициент усиления линейной части приемника определим по уравнению (11-23): $K'_{0вч} = 500\cdot25{,}4^2/1{,}42 = 226\,000$. Тогда входное напряжение $U'_{вх} = 0{,}75/226\,000 = 3{,}32\cdot10^{-6}$ В.

Результаты аналогичных расчетов для других выходных напряжений приведены в табл. 11-2. Согласно выражению (11-28) наибольшее выходное напряжение должно быть взято несколько меньше значения $U_{2макс} = \dfrac{2\cdot10^{-3}}{1{,}45\cdot10^{-3}\cdot0{,}85} = 1{,}63$ В.

Таблица 11-2

U_2, В	0,54	0,75	1	1,25	1,5	1,54	1,6
$U_{вх}$, В	$1{,}7\cdot10^{-6}$	$3{,}32\cdot10^{-6}$	$7{,}3\cdot10^{-6}$	$1{,}7\cdot10^{-5}$	$1{,}2\cdot10^{-4}$	$4\cdot10^{-4}$	$2{,}7\cdot10^{-3}$

Штриховой линией на рис. 11-3 изображена амплитудная характеристика приемника, соответствующая рассчитанной задержанной АРУ. Сравнение кривых рис. 11-3 показывает преимущества задержанной АРУ перед простой. При изменении входного сигнала от $2\cdot10^{-6}$ до 10^{-4} В ($Д = 10^{-4}/2\cdot10^{-6} = 500$) выходное напряжение при простой АРУ изменяется в $В = \frac{1,375}{0,4} = 3,5$ раза, а при задержанной — в $B = \frac{1,45}{0,65} = 2,24$ раза, т. е. в $3,5/2,24 = 1,55$ раза меньше.

На рис. 11-7 приведен один из вариантов построения схемы выпрямителя задержанной АРУ лампового приемника. На комбинирован-

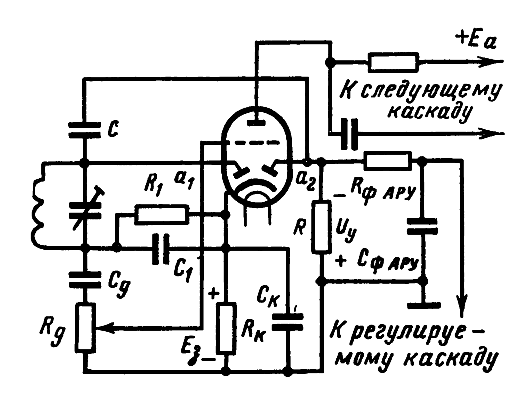


Рис. 11-7.

ной лампе (диоде двойном — триоде) построены основной детектор, выпрямитель АРУ и усилитель напряжения модулирующей частоты. Выпрямитель АРУ собран по параллельной схеме на правом диоде, а сигнальный контур используется для замыкания цепи постоянного тока основного детектора, собранного на левом диоде. Напряжением задержки служит исходное смещение триодной части лампы Оно создается на резисторе $R_к$ и своим отрицательным потенциалом через нагрузку выпрямителя АРУ подводится к аноду a_2. Через фильтр АРУ управляющее напряжение поступает к сеткам ламп регулируемых каскадов. Чтобы входное сопротивление выпрямителя АРУ существенно не шунтировало сигнальный контур, сопротивление нагрузочного резистора выбирается достаточно большим (0,7—1 МОм).

11-6. УСИЛЕННАЯ АРУ

Характерной особенностью усиленной АРУ является то, что управляющее напряжение в ней значительно больше, чем амплитуда напряжения на выходе тракта промежуточной частоты. Достигается это за счет применения усилителей постоянного тока, усиливающих выходное напряжение выпрямителя АРУ в K_0 раз. Благодаря этому коэф-

фициент передачи такой цепи управления

$$K_у = K_д K_0, \quad (11\text{-}29)$$

а управляющее напряжение

$$U_у = U_2 U_д K_0. \quad (11\text{-}30)$$

При наличии добавочного усиления в цепи регулирования легче обеспечить выполнение неравенства (11-6).

С целью уменьшения общего количества транзисторов в приемнике для усилителя системы АРУ часто используют один из транзисторов тракта модулирующей или промежуточной частоты. На рис. 11-8 показана схема с использованием транзистора первого каскада тракта модулирующей частоты. С помощью потенциометра R_1 подбирается исходное напряжение на базах транзисторов регулируемых каскадов. При повышении уровня несущей увеличивается отрицательное напряжение на базе транзистора T и возрастает его коллекторный ток (последовательно с $R_д$ — до него — не показан $C_б$.) Благодаря

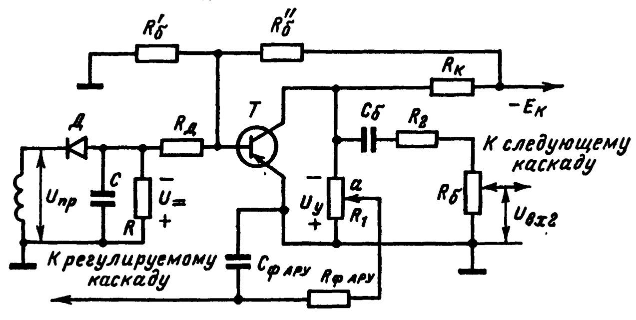


Рис. 11-8.

этому увеличивается падение напряжения на нагрузочном резисторе $R_к$ и уменьшается падение напряжения на участке коллектор — эмиттер транзистора, а следовательно, и на потенциометре R_1, включенном параллельно этим электродам транзистора. Таким образом, отрицательный потенциал точки a потенциометра становится по отношению к шасси приемника меньше, что эквивалентно подаче на вход фильтра АРУ управляющего напряжения, уменьшающего усиление регулируемых каскадов. Такая схема в случае регулировки усиления двух каскадов может обеспечить значение $B \geqslant 3$ при $Д \approx 50 \div 60$ дБ.

На рис. 11-9 изображена схема с усилением управляющего напряжения в первом регулируемом каскаде тракта промежуточной частоты. Здесь управляющее напряжение через фильтр АРУ и резистор R подводится на базу транзистора T_1. Резистор R нужен для того, чтобы конденсатор фильтра АРУ не шунтировал вход первого транзистора по токам с частотой сигнала. При указанных на схеме параметрах резистор R практически не оказывает влияния на режим работы первого транзистора по постоянному току, так как $R + R_{фАРУ} + R_н \gg R'_б$.

Исходное напряжение на базе транзистора T_2 определяется разностью напряжений $|U_{э1}| - |U_{э2}|$. При подведении управляющего напряжения на базу первого транзистора понижается его эмиттерный

ток и уменьшается напряжение $U_{э1}$. Благодаря этому положительное напряжение между базой и эмиттером второго транзистора становится больше, что уменьшает усиление второго каскада. Исходный режим работы транзисторов подбирается с помощью резисторов $R''_б$ и R так, чтобы при замыкании входа первого транзистора (штриховая линия) его коллекторный ток был равен 1 мА, а коллекторный ток второго

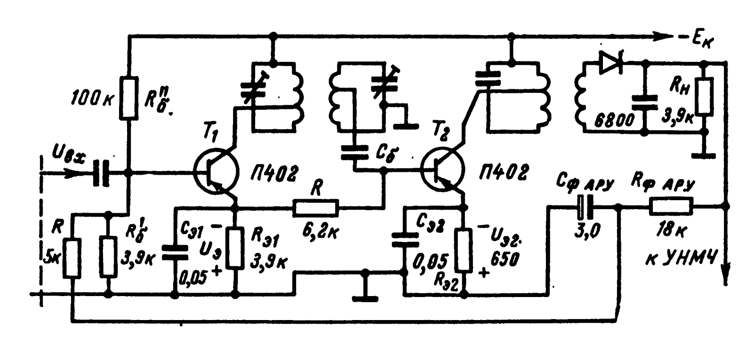


Рис. 11-9.

транзистора — 1,5 мА. Данная схема при допустимом уровне искажений позволяет получить значение параметра $B \approx 2 \div 3$ при $Д = 40 \div 45$ дБ.

Расчет параметров усиленных АРУ можно выполнять по приведенным ранее методикам с использованием выражения (11-30) вместо (11-15). Коэффициент добавочного усиления в цепи регулирования выбирают равным 3—5, так как при большем усилении управляющее напряжение окажется чрезмерно большим и работа регулируемых каскадов будет сопровождаться значительными искажениями.

11-7. СХЕМЫ АРУ С РЕГУЛИРОВКОЙ МЕЖКАСКАДНЫХ СВЯЗЕЙ

Рассмотренные ранее схемы АРУ основаны на изменении режима работы транзисторов или ламп регулируемых каскадов. Существенным недостатком их является изменение входных и выходных (активных и емкостных) проводимостей транзисторов, что уменьшает глубину регулирования и приводит к нежелательным изменениям полосы пропускания и резонансной частоты входных и выходных колебательных контуров каскадов.

Указанные недостатки практически отсутствуют в АРУ с регулируемой межкаскадной связью. Схема одного из вариантов такой АРУ показана на рис. 11-10. Здесь выход первого каскада (транзистор T_1) соединен со входом второго каскада (транзистор T_2) через разделительные конденсаторы $C_{б1}$, $C_{б2}$ и управляемый диод $Д_3$. С помощью делителя R_1, R_2 и цепочки резисторов R_5, $R_{фАРУ}$ и R в исходном состоянии (при отсутствии управляющего напряжения) на анод диода $Д_3$ с резистора R_1 подводится положительное напряжение $E_1 \approx 0,8 \div 1$ В. Это напряжение определяет рабочую точку диода A (рис. 11-11) и

минимальное сопротивление диода Делитель напряжения R_3, R_4 служит для создания напряжения задержки E_3 поступающего на анод диода $Д_2$ выпрямителя АРУ. Когда амплитуда сигнала на катушке $L_{св2}$ превысит напряжение задержки, выпрямитель АРУ начнет работать. На его нагрузочном резисторе R создастся управляющее напряжение. Своим отрицательным потенциалом через резисторы $R_{фАРУ}$ и R_5

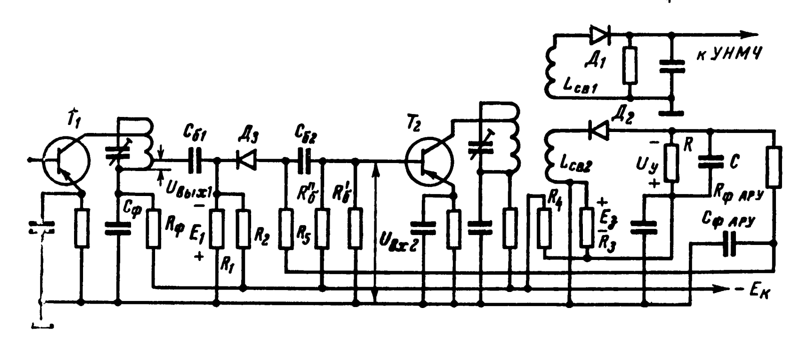


Рис. 11-10.

оно подводится к аноду диода $Д_3$ и закрывает его, увеличивая его внутреннее сопротивление $|Z_{Д_3}|$. Сопротивления резисторов $R'_б$, $R''_б$, R_5, R_2 и R_1 выбираются значительно большими $|Z_{11}|_2$ — входного сопротивления транзистора T_2. Поэтому в первом приближении можно считать, что входное напряжение сигнала второго транзистора определяется соотношением

$$U_{вх2} = \frac{|Z_{11}|_2}{|Z_{11}|_2 + |Z_{Д_3}|} U_{вых1} \qquad (11\text{-}31)$$

По мере роста управляющего напряжения входное напряжение второго каскада уменьшается, что эквивалентно соответствующему снижению коэффициента усиления первого каскада, что и требуется от системы АРУ.

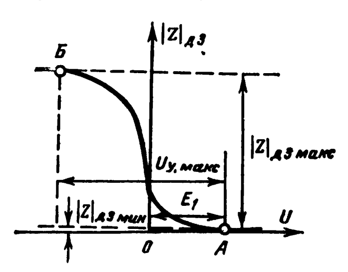


Рис. 11-11.

Для хорошей работы схемы минимальное внутреннее сопротивление управляемого диода в исходной рабочей точке A должно быть в 2—3 раза меньше входного сопротивления транзистора T_2. Это можно получить при $E_1 \approx 0{,}8 \div 1{,}2$ В. Достаточно большое внутреннее сопротивление управляемого диода получается при подаче на его анод отрицательного напряжения около 0,5 В. Следовательно, максимальное управляющее напряжение в данной схеме должно быть около 1,3—1,7 В. При этом глубина регулирования усиления составляет 20—25 дБ.

Существенное уменьшение глубины регулирования в рассмотренной схеме происходит из-за того, что при большом управляющем напряжении сопротивление управляемого диода в основном определяется его междуэлектродной емкостью, которая сравнительно мало изменяется. Поэтому даже при полностью закрытом диоде сигнал проходит через эту емкость на вход второго каскада. Для устранения отмеченного недостатка применяют мостовую схему включения управляемого диода, показанную на рис. 11-12. Здесь выходное напряжение сигнала первого каскада снимается с катушки связи $L_{св}$, имеющей заземленную среднюю точку. Благодаря этому образуется мост, четырьмя плечами которого являются две половины катушки связи, диод $Д_3$ и конденсатор C_1. Если выбрать емкость конденсатора C_1 примерно равной междуэлектродной емкости диода при большом запирающем напряжении, то можно устранить прохождение сигнала на вход второго каскада через емкость диода. Происходит это потому, что токи сигнала, протекающие через емкость диода и конденсатор C_1, поступают на вход второго каскада в противофазе. Это в свою очередь определяется тем, что напряжения сигнала, подводимые от разных половин катушки связи к диоду и конденсатору C_1, находятся в противофазе. Мостовое включение диода позволяет увеличить глубину регулирования до 30—35 дБ.

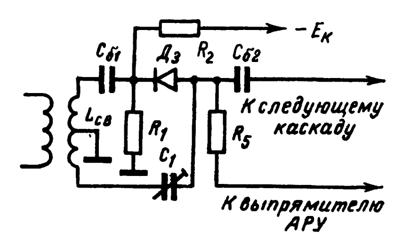


Рис. 11-12.

11-8. РУЧНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ГРОМКОСТИ

Ручные регуляторы громкости (РРГ) применяются для изменения выходной мощности приемника. Уровень мощности определяется условиями, в которых используется приемник. В шумной и большой аудитории требуется большая мощность (громкость), а в тихой и маленькой — небольшая. В современных радиовещательных приемниках ручные регуляторы громкости обычно применяются в первых каскадах низкочастотного тракта, что позволяет устранить перегрузку в последних каскадах и снизить уровень нелинейных искажений. Чаще всего ручная регулировка громкости осуществляется путем изменения межкаскадной связи. Так, например в схеме, изображенной на рис. 11-8, переходная цепочка от первого каскада УНМЧ ко второму состоит из элементов C_6 и $R_2 + R_6$. Изменяя положение подвижного контакта потенциометра R_6, можно регулировать напряжение сигнала на входе второго каскада, а тем самым и уровень выходной мощности премника.

Во многих приемниках аналогичный ручной регулятор громкости помещают между детектором и входом первого каскада усилителя модулирующей частоты. Так выполнен регулятор в схеме, изображенной на рис. 11-7. Им является потенциометр R_g, служащий одновременно сопротивлением утечки сетки лампы первого каскада низкочастотного тракта.

. При выполнении ручного регулятора громкости в транзисторных приемниках следует помнить о том, что параллельно нижнему участку потенциометра R_6 (см. рис. 11-8) подключается входное сопротивление следующего каскада. Оно обычно не превышает 0,5—1,5 кОм и может существенно влиять на глубину регулирования. Кроме того, при крайнем врехнем положении подвижного контакта входное сопротивление следующего каскада оказывается включенным параллельно нагрузочному сопротивлению предыдущего каскада. Если последнее значительно больше входного сопротивления следующего каскада, то коэффициент усиления предыдущего каскада будет уменьшаться при положении ручного регулятора соответствующем максимальной громкости. Это также уменьшает глубину ручной регулировки усиления. Для устранения этого недостатка последовательно с потенциометром регулятора громкости включают резистор R_2 с сопротивлением 3—5 кОм.

Обычно бывает достаточно иметь глубину регулирования ручного регулятора громкости 25—35 дБ.

Если применить ручную регулировку усиления в высокочастотном тракте, то она будет противодействовать работе системы АРУ, что ухудшит качество работы обоих регуляторов. Поэтому ручные регуляторы громкости в высокочастотных каскадах радиовещательных и связных приемников применяют редко.

Обозначим через $R_в$ сопротивление потенциометра между его верхним концом и подвижным контактом, а через $R_н$ — между нижним концом и подвижным контактом. Тогда $R_в + R_н = R_б$ и входное напряжение второго каскада применительно к схеме, изображенной на рис. 11-8,

$$U_{вх2} = U_{вых1} \frac{\frac{R_н R_{вх2}}{R_н + R_{вх2}}}{R_2 + R_в + \frac{R_н R_{вх2}}{R_н + R_{вх2}}} =$$

$$= U_{вых1} \frac{\frac{R_н R_{вх2}}{R_н + R_{вх2}}}{R_2 + R_б - R_н + \frac{R_н R_{вх2}}{R_н + R_{вх2}}}, \qquad (11\text{-}32)$$

где $U_{вых1}$ — напряжение сигнала между коллектором транзистора T_1 и шасси; $R_{вх2}$ — входное сопротивление второго каскада.

Задаваясь различными значениями сопротивления $R_н$, можно вычислить зависимость усиления первого каскада $K_{01} = U_{вх2}/U_{вых1}$ от разных значений $R_н$.

Чтобы ручной регулятор громкости не влиял существенно на нагрузку предыдущего каскада, его сопротивление должно быть в 5—10 раз больше сопротивления нагрузочного резистора.

11-9. РЕГУЛЯТОРЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ И ТЕМБРА

Как уже указывалось в гл. 10, для снижения действия различных помех следует сужать полосу пропускания приемника. Ее можно регулировать как в высокочастотном, так и в низкочастотном трак-

тах. Первый тип регулировки более эффективен, так как позволяет ослабить воздействие помех на детектор. Однако он более сложен в конструктивном осуществлении и используется только в профессиональных и радиовещательных приемниках первого класса. Такая регулировка полосы пропускания осуществляется чаще всего за счет использования в одном или двух каскадах тракта промежуточной частоты пары связанных колебательных контуров с переменной связью (рис. 11-13). Изменение коэффициента связи производится механическим перемещением одной катушки относительно другой. При сближении катушек увеличивается коэффициент связи между контурами, а следовательно, и их полоса пропускания. Максимальную полосу пропускания выбирают равной наибольшей возможной ширине спектра принимаемых сигналов, а минимальную — около 4—6 кГц.

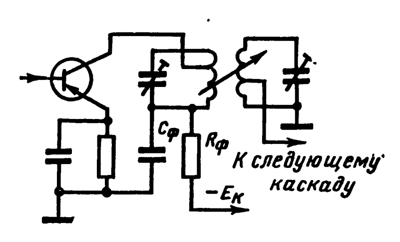


Рис. 11-13.

В профессиональных приемниках с высокой избирательностью и многоконтурными ФСИ регулировку полосы пропускания обычно осуществляют ступенями, заменяя с помощью специальных переключателей один фильтр на другой. Так, например поступают в приемниках, предназначенных для приема телефонных и телеграфных сигналов. При приеме телефонных сигналов включается фильтр с полосой пропускания 6—7 кГц, а для телеграфных сигналов — с полосой 1—2 кГц. Такие регуляторы полосы пропускания, естественно, значительно усложняют конструкцию приемника и увеличивают его стоимость, но они позволяют существенно повышать чувствительность приемника и качество приема сигналов при наличии помех.

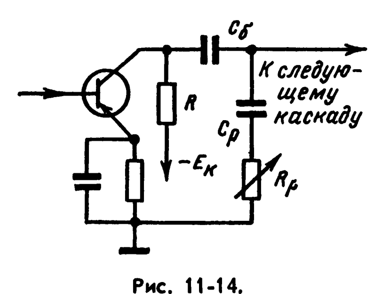


Рис. 11-14.

Регулировка полосы пропускания низкочастотного тракта может выполняться различными способами. Их описание приводится в книгах, посвященных усилителям низкой частоты. Наиболее просто регулировать верхнюю границу полосы пропускания, подключая параллельно нагрузке одного из каскадов цепочку состоящую из конденсатора постоянной емкости и резистора с регулируемым сопротивлением. На рис. 11-14 таким регулятором является цепочка $C_р$ — $R_р$. При большом сопротивлении резистора $R_р$ шунтирующее действие конденсатора $C_р$ на нагрузку каскада оказывается малым и практически не влияет на верхнюю граничную частоту каскада. По мере уменьшения сопротивления резистора $R_р$ указанное действие конденсатора возрастает, что приводит к уменьшению верхней граничной частоты полосы пропускания каскада. Таким образом, изменяя сопротивление резистора $R_р$, можно регулировать верхнюю граничную частоту каскада, т. е. изменять полосу пропускания низкочастотного тракта приемника.

При сужении полосы пропускания в пределах ширины спектра принимаемого сигнала изменяется качество звучания, которое становится более «низким», так как высокочастотные составляющие сигнала ослабляются. Подобная регулировка полосы пропускания сопровождается изменением тембра принимаемого сигнала. Поэтому ее принято называть регулировкой тембра.

Сопротивление регулятора тембра обычно берут равным $(5 \div 10)\ R$, а емкость вычисляют по формуле (8-13), задаваясь минимальной верхней граничной частотой и полагая $R_{i\text{д}} = \infty$, а $M_{\text{в}} = 1{,}3 \div 1{,}4$.

Регуляторы тембра имеются почти во всех современных приемниках

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Для каких целей служат регулировки в радиоприемниках? Дайте определения основных регулировок в приемниках.
2. Какими способами можно регулировать усиление каскадов радиоприемника? Какие способы наиболее приемлемы для использования в системах АРУ и системах ручной регулировки?
3. В чем состоят отличия систем простой задержанной и усиленной АРУ? Дайте их сравнительную оценку?
4. Каково назначение фильтра АРУ? Из каких условий выбираются его параметры?
5. С помощью каких устройств можно получить управляющее напряжение в системах АРУ?
6. Каковы критерии оценки качества работы системы АРУ?
7. Какой параметр называют глубиной регулирования усиления каскада и приемника?
8. От каких параметров зависит эффективность работы системы АРУ?
9. Каким образом и от каких параметров зависит глубина регулирования усиления каскада транзисторного и лампового приемника? Как выполняется их количественная оценка?
10. В каких каскадах и почему нецелесообразно регулировать усиление системой АРУ?
11. Чем отличается выбор исходного режима транзистора и лампы в каскадах, подверженных и не подверженных действию системы АРУ?
12. Нарисуйте варианты построения схем с простой, задержанной и усиленной АРУ для транзисторных и ламповых приемников.
13. В чем преимущества системы АРУ с регулировкой межкаскадной связи с помощью управляемого диода?
14. Каково назначение ручных регулировок усиления и каковы способы их осуществления?
15. Каково назначение и принципы осуществления регуляторов полосы пропускания? Каковы преимущества и недостатки регулировки полосы пропускания до и после детектора?

ЗАДАЧИ

11-1. Определить глубину регулирования каскада с параметрами примера 7-1 при прочих исходных данных примера 11-1.

Ответ: $q = 0{,}684$ и $\Gamma_{\text{к}} = 1{,}19$.

11-2. Какова станет глубина регулирования каскадов и всего усилителя, если в примере 11-1 применить транзистор типа П403?

Ответ: 3,6; 8,7; 32,2.

11-3. При каком добавочном усилении переход на усиленную АРУ для исходных данных примера 11-1 позволит получить глубину регулирования, соответствующую примеру 11-2?

Ответ: 1,43.

ГЛАВА 12

ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

12-1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Частотно-модулированный сигнал (ЧМС) с гармоническим законом модуляции описывается уравнением

$$u = U_m \sin(2\pi f_0 t + \psi \sin 2\pi F t), \qquad (12\text{-}1)$$

где U_m — амплитуда немодулированной несущей; f_0 — частота сигнала при отсутствии модуляции; F — частота модуляции; ψ — индекс модуляции.

Индекс модуляции

$$\psi = \Delta f / F, \qquad (12\text{-}2)$$

где Δf — отклонение частоты сигнала под воздействием модулирующего напряжения.

Таким образом, при наличии частотной модуляции амплитуда сигнала сохраняется постоянной, а его частота изменяется вокруг среднего значения f_0 по закону модуляции. При этом интенсивность модуляции, характеризующая отклонение частоты сигнала от ее среднего значения, определяется индексом модуляции. Чем он больше, тем значительнее изменение частоты сигнала. Иначе говоря, индекс модуляции, по аналогии с коэффициентом модуляции при амплитудно-модулированном сигнале, характеризует степень модуляции сигнала по частоте. Но если коэффициент модуляции зависит только от амплитуды модулирующего напряжения, то индекс модуляции определяется и амплитудой модулирующего напряжения и частотой модуляции. Заметим, что индекс модуляции может быть меньше и больше единицы (коэффициент модуляции, как известно, не превышает единицу).

Если гармонический сигнал частотой f_0 и амплитудой U_m изобразить вектором *1* (рис. 12-1), то частотно-модулированное напряжение может быть представлено вектором *2*, качающимся вокруг своего среднего положения, соответствующего вектору *1*. При этом максимальный угол качания (отклонения от среднего значения) определяется максимальным значением индекса модуляции.

Спектр сигнала при частотной модуляции гораздо шире, чем при амплитудной в случае одинаковых законов модуляции. Это является характерной особенностью частотно-модулированного сигнала. При гармоническом законе модуляции с частотой F составляющие спектра

сигнала имеют частоты

$$f = f_0 \pm nF, \tag{12-3}$$

где n — ряд чисел: 0, 1, 2, 3, 4 и т. д. до ∞.

Интенсивность составляющих спектра убывает по мере удаления от средней частоты и тем быстрее, чем меньше индекс модуляции. На рис. 12-2 показан примерный вид спектра частотно-модулированного сигнала.

Для неискаженного приема частотно-модулированного сигнала теоретически требуется бесконечно широкая полоса пропускания высокочастотного тракта приемника. Но если ограничить спектр допусти-

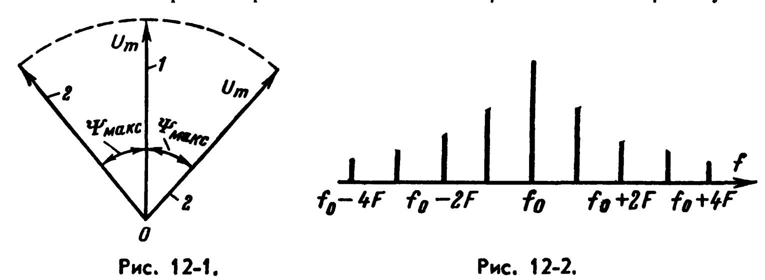


Рис. 12-1.

Рис. 12-2.

мым уровнем искажения принимаемого сигнала, то тем самым можно ограничить и полосу пропускания приемника. Е. И. Манаев показал, что если учитывать только те составляющие сигнала, минимальная амплитуда которых превышает 1% от немодулированной несущей, то ширину спектра можно определять формулой

$$F_{сп.\,чм} = 2F\left(1 + \psi_{макс} + \sqrt{\psi_{макс}}\right). \tag{12-4}$$

Такое ограничение спектра обеспечивает высококачественный прием речи и музыки. Для передачи речи в системах связи оказалось достаточным учитывать составляющие, имеющие амплитуду более 10% от немодулированной несущей. В этом случае

$$F_{сп.\,чм} \approx 2\psi_{макс}F. \tag{12-5}$$

При $\psi_{макс} < 1$ амплитуды составляющих спектра, соответствующих в формуле (12-3) параметру $n = 2$ и более, становятся ничтожно малыми. Спектр сигнала в этом случае можно считать состоящим из трех составляющих, соответствующих спектру амплитудно-модулированного сигнала (см. рис. 8-1, *б*), с шириной

$$F_{сп.\,чм} = 2F \tag{12-6}$$

Сказанное следует и из формулы (12-5), если положить $\psi_{макс} = 1$. Поскольку спектр при $\psi_{макс} \leq 1$ сравнительно узкий, то частотную модуляцию в этом случае называют узкополосной. В случае $\psi_{макс} > 1$ частотную модуляцию принято называть широкополосной. Выражения (12-4), (12-5) и (12-6) позволяют вычислять необходимую полосу пропускания высокочастотного тракта приемника по формуле (9-13).

Нестабильность частоты гетеродина вызывает изменение частоты полезной комбинационной составляющей на выходе преобразователя частоты. Это эквивалентно появлению добавочной (вредной) модуля-

ции сигнала по частоте. Поэтому в приемниках частотно-модулированных сигналов должны быть приняты меры к повышению стабильности частоты гетеродина.

Под воздействием помех амплитуда и частота частотно-модулированного сигнала изменяются. Поэтому принято говорить, что помехи вызывают вредную амплитудную и частотную модуляцию сигнала. Если изменение амплитуды сигнала под воздействием помех происходит со сравнительно малой глубиной ($m_п < 0,4 \div 0,5$), то, применив ограничитель амплитуды (ОА), можно его устранить. Благодаря этому



Рис. 12-3.

на вход детектора частотно-модулированных сигналов поступит сигнал практически с постоянной амплитудой, что значительно ослабит действие помех. Но вредная частотная модуляция сигнала помехой, естественно, при этом останется.

Структурная схема приемника ЧМС показана на рис. 12-3.

12-2. ДЕТЕКТОРЫ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В спектре частотно-модулированного сигнала нет составляющей с частотой модуляции, поэтому *детектор* данного вида сигнала *должен* обладать нелинейными свойствами и *обеспечивать преобразование частотно-модулированного сигнала в напряжение, изменяющееся по закону модуляции.* При гармонической модуляции сигнала выходное напряжение детектора должно быть синусоидальным и изменяться с частотой модуляции F.

Детекторы ЧМС характеризуются такими же параметрами, как и детекторы АМС.

1 Коэффициентом передачи детектора называют отношение

$$K_{ч.д} = U_{\Omega m}/U_m \qquad (12\text{-}7)$$

при максимальном отклонении частоты $\Delta f_{макс}$ от ее среднего значения.

2. Степень искажений детектируемого сигнала определяется по уровню амплитудно-частотных, фазо-частотных и нелинейных искажений, так же как и для детектора АМС.

3. Входное сопротивление оценивается так же, как и для детекторов АМС, т. е. по нагрузке, создаваемой нелинейной частью детектора для частотно-избирательной системы, через которую подводится сигнал.

4. Коэффициент фильтрации высокочастотного напряжения определяется формулой (8-6).

Для идеального детектора ЧМС детекторная характеристика определяющая зависимость выходного постоянного на-

пряжения от частоты сигнала, должна иметь вид, показанный на рис. 12-4. Здесь $\Delta f_{макс}$ — **максимальная девиация частоты** сигнала, т. е. наибольшее отклонение частоты сигнала от ее среднего значения. При такой характеристике нелинейные искажения сигнала при детектировании будут отсутствовать.

Простейшим детектором ЧМС может служить детектор АМС, входной колебательный контур (источник сигнала) которого расстроен относительно среднего значения частоты сигнала f_0. На рис. 12-5 показана кривая избирательности *1* входного контура детектора, имеющего резонансную частоту $f_р$. Если диапазон изменения частоты сигнала $f_{мин}$—$f_{макс}$ сравнительно мал, то можно настроить входной контур детектора так, чтобы частота немодулированного сигнала f_0 соответствовала средней точке одной из боковых ветвей кривой избирательности, а изменения частоты сигнала происходили бы в пределах этой же боковой ветви. Пусть частоте f_0 соответствует точка *О* на кривой *1*. В этом случае при постоянной амплитуде ЧМС с ростом его частоты будет увеличиваться амплитуда напряжения на контуре. При понижении частоты сигнала амплитуда напряжения на контуре уменьшится, т. е. напряжение на контуре становится модулированным по амплитуде. При выбранной расстройке колебательного контура относительно средней частоты сигнала закон амплитудной модуляции

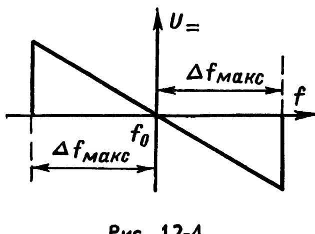


Рис. 12-4.

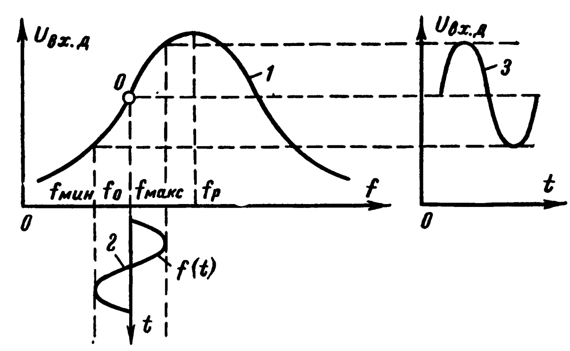


Рис. 12-5.

напряжения на контуре с некоторой погрешностью повторяет закон частотной модуляции сигнала. Если частота сигнала изменяется во времени по кривой *2*, то амплитуда напряжения на контуре будет изменяться по кривой *3*, достаточно близкой к кривой *2*, поэтому на нагрузке детектора создастся напряжение, соответствующее закону модуляции ЧМС.

Указанная добавочная амплитудная модуляция сигнала тем точнее повторяет закон частотной модуляции, чем прямолинейнее боковая ветвь кривой избирательности. Согласно § 5-2 и уравнению (5-2) это наступит при довольно больших расстройках ($\xi \geqslant 3 \div 4$). Но при

них напряжение на контуре оказывается значительно меньше (в ξ раз) резонансного, что существенно понижает выходное напряжение детектора и, следовательно, его коэффициент передачи. Таким образом, эффективность подобного детектора ЧМС сравнительно низкая.

При отсутствии приемника ЧМС телефонный одноканальный ЧМС с узкополосной модуляцией может быть принят на приемник АМС, если последний расстроить относительно средней частоты сигнала.

Следует отметить, что амплитудно-частотные искажения ЧМС в высокочастотном тракте приемника при плохой работе ограничителя амплитуды вызовут в детекторе добавочные нелинейные искажения. Это произойдет из-за того, что соотношения амплитуд составляющих сигнала с разными частотами на выходе высокочастотного тракта будут иными, чем во входном сигнале приемника.

В современных приемниках ЧМС наибольшее применение получили дифференциальный детектор, детектор с расстроенными контурами и дробный детектор. На рис. 12-6 приведена схема дифференциального частотного детектора. Здесь каскад на транзисторе T является ограничителем амплитуды. Контуры частотно-избирательной системы связаны между собой индуктивно. Кроме того, высокопотенциальный (верхний на рисунке) полюс первого контура через конденсатор сравнительно большой емкости C соединен со средней точкой катушки второго контура. Для диода $Д_1$ цепь постоянного тока замыкается через его нагрузочный резистор R_1, дроссель $Др$ и верхнюю половину катушки второго контура. Полярность постоянного напряжения U_1, создающегося при этом на резисторе R_1, показана на рисунке. Цепь постоянного тока второго диода $Д_2$ замыкается через его нагрузку R_2, дроссель $Др$ и нижнюю половину катушки второго контура. За счет действия второго диода на нагрузке R_2 создается постоянное напряжение U_2. Дроссель в данной схеме необходим для того, чтобы сравнительно большая

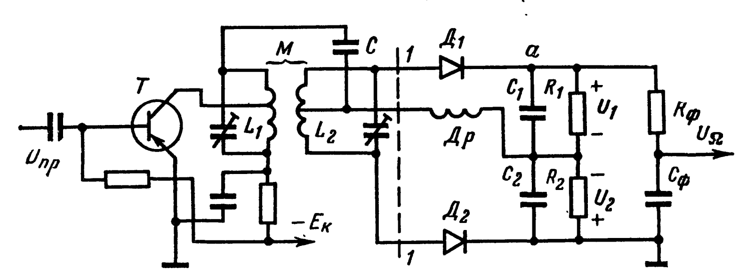


Рис. 12-6.

емкость конденсатора C не подключалась к первому контуру через конденсатор C_2 и не расстраивала его. Индуктивное сопротивление дросселя должно превышать в 5—10 раз резонансное сопротивление колебательного контура.

Результирующее выходное напряжение детектора (между точкой a и шасси) является алгебраической суммой напряжений U_1 и U_2. Согласно рисунку эти напряжения включены навстречу друг другу. Поэтому результирующее выходное напряжение определяется их арифметической разностью, а его полярность — полярностью большего из указанных двух напряжений.

Выпрямленное напряжение на нагрузке первого диода определяется амплитудой приложенного к нему высокочастотного напряжения U_{mI}. Нижний полюс первого контура имеет потенциал шасси. Емкости конденсаторов C_1 и C_2, шунтирующих нагрузочные сопротивления детектора, достаточно велики (сотни пикофарад). Поэтому их сопротивление токам промежуточной частоты сравнительно мало и можно считать, что катод первого диода по токам промежуточной частоты практически соединен с шасси. Следовательно, согласно рисунку высокочастотное напряжение, приложенное к первому диоду, определяется векторной суммой напряжений на первом колебательном контуре и на верхней половине второго контура. Аналогично напряжение, приложенное ко второму диоду, равно векторной сумме напряжения первого колебательного контура и напряжения на нижней половине второго контура. Для того чтобы выяснить закон изменения этих напряжений, построим векторную диаграмму.

Пусть напряжение первого колебательного контура определяется вектором U_{m1} (рис. 12-7, *а*). Под воздействием этого напряжения в ка-

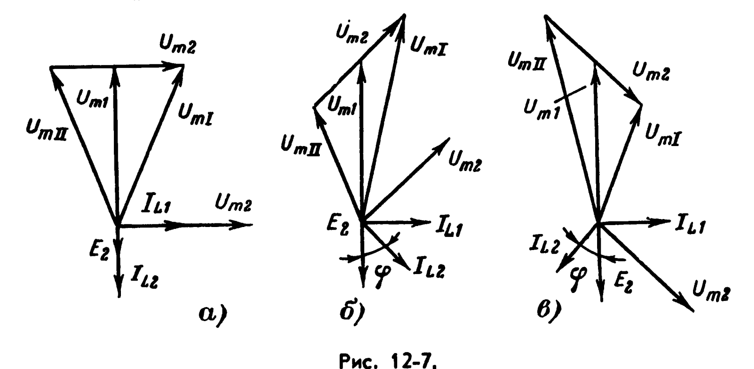


Рис. 12-7.

тушке первого контура протекает ток I_{L_1}, отстающий на 90° от напряжения. Этот ток наводит в катушке второго колебательного контура э. д. с. E_2, отстающую по фазе от этого тока также на 90°.

Если частота сигнала совпадает с частотой настройки колебательных контуров, то ток во втором контуре и его катушке I_{L_2}, создающийся за счет э. д. с. E_2, будет совпадать по фазе с этой э. д. с. За счет протекания этого тока на катушке второго контура, а значит и на втором контуре будет действовать напряжение U_{m2}, опережающее ток на 90°. Следовательно, при точной настройке колебательных контуров на частоту сигнала напряжение на втором контуре отстает по фазе от напряжения на первом контуре на 90°.

Учитывая сказанное ранее, для нахождения амплитуд сигналов, подводимых к диодам, переместим вектор U_{m2} параллельно самому себе так, чтобы его середина совпадала с концом вектора U_{m1}. Длины векторов U_{mI} и U_{mII} определяют амплитуды сигналов, подводимых соответственно к диодам $Д_1$ и $Д_2$. Из рисунка следует, что они равны. Значит будут одинаковы напряжения U_1 и U_2, а выходное напряжение детектора окажется равным нулю.

Если частота сигнала ниже резонансной частоты колебательных контуров, то последовательное сопротивление второго контура для

тока I_{L_2} имеет емкостный характер и, следовательно, этот ток опережает создающую его э. д. с. (рис. 12-7, *б*). Напряжение на втором колебательном контуре U_{m2} опережает создающий его ток на 90°. Складывая вектор U_{m1} с соответствующими половинами вектора U_{m2}, получаем амплитуды напряжений, приложенных к диодам. При этом $|U_1| > |U_2|$. Поэтому выходное напряжение детектора оказывается положительным. Если еще уменьшить частоту сигнала, то фазовый сдвиг между E_2 и I_{L_2} увеличится. За счет этого при постоянных напряжениях на колебательных контурах вектор $U_{m\text{I}}$ возрастет а вектор $U_{m\text{II}}$ уменьшится и положительное напряжение на выходе детектора возрастет. При сравнительно малых отклонениях частоты сигнала от частоты настройки колебательных контуров (в пределах их полосы пропускания) амплитуды напряжений на контурах практически сохраняются постоянными и с уменьшением частоты сигнала от значения f_0 угол φ и выходное напряжение почти линейно растут. При расстройках сигнала, выходящих за пределы полосы пропускания колебательных контуров, напряжения на контурах существенно уменьшаются, что соответственно приводит к уменьшению напряжений U_1 и U_2, а следовательно, к уменьшению выходного напряжения детектора. Сказанное иллюстрируется левой ветвью рис. 12-8.

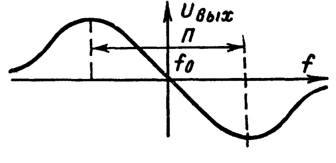


Рис. 12-8.

Когда частота сигнала превышает резонансную частоту колебательных контуров, последовательное сопротивление второго контура для тока I_{L_2} становится индуктивным. При этом ток I_{L_2} отстает от э. д. с. E_2. Векторная диаграмма напряжений, подводимых в этом случае к диодам, показана на рис. 12-7, *в*. Выходное напряжение детектора с учетом сказанного ранее в данном случае является отрицательным и изменяется в соответствии с правой ветвью рис. 12-8.

Сравнение рис. 12-4 и 12-8 показывает, что в пределах полосы пропускания колебательных контуров они достаточно хорошо совпадают. Чтобы перегибы детекторной характеристики не влияли на работу детектора, ширина полосы пропускания колебательных контуров должна удовлетворять неравенству

$$П_{\text{ч. д}} \geqslant 3\,\Delta f_{\text{макс}}. \qquad (12\text{-}8)$$

Для обеспечения такой полосы пропускания необходимое эквивалентное затухание колебательных контуров

$$\delta_э = П_{\text{ч. д}}/\eta f_0. \qquad (12\text{-}9)$$

Анализ показывает, что при выборе полосы пропускания колебательных контуров в соответствии с условием (12-8) коэффициент передачи дифференциального детектора определяется формулой, приводимой в литературе [3, 4, 35]:

$$K_{\text{ч. д}} \approx 0{,}35 p K_{\text{д}} \frac{2\,\Delta f_{\text{макс}}}{П_{\text{ч. д}}}, \qquad (12\text{-}10)$$

где p — коэффициент включения диодных детекторов ко второму колебательному контуру; $K_{\text{д}}$ — коэффициент передачи последовательного детектора с нагрузкой R_1 или R_2 (8-14); $\Delta f_{\text{макс}}$ — максимальная

девиация частоты сигнала; $П_{ч.д}$ — полоса пропускания избирательной системы детектора. В этом случае под U_m в формуле (12-7) следует понимать амплитуду сигнала на первом контуре.

Формула (12-10) с погрешностью менее 15—20% справедлива для значений параметра связи между колебательными контурами $\eta = 1 \div 4$. С ростом параметра связи коэффициент передачи детектора увеличивается. Однако при $\eta > 3$ это увеличение становится незначительным, а уровень искажений возрастает. Поэтому практически следует выбирать значение параметра связи от 1,5 до 2,5. Погрешность формулы (12-10) при этом не превышает 10%. Качество работы детектора существенно зависит от симметричности плеч детектора, на что следует обращать внимание при налаживании схемы.

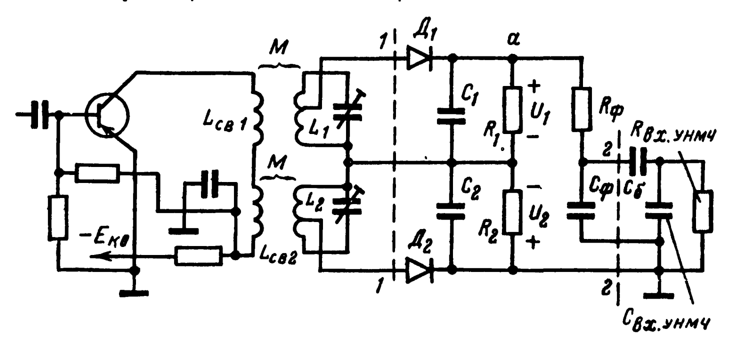


Рис. 12-9.

Как будет показано в § 12-4, с целью ослабления действия помех в передатчиках ЧМС искусственно поднимает высокие модулирующие частоты (вводят предыскажения). Для нормального воспроизведения сигнала в приемниках на выходе детектора ставятся специальные фильтры, которые «заваливают» верхние модулирующие частоты. Таким фильтром служит цепочка $R_ф C_ф$ на рис. 12-9. Кроме того, резистор $R_ф$ ослабляет шунтирующее действие входа следующего каскада на нагрузку детектора, что позволяет выбирать большие нагрузочные сопротивления и получать больший коэффициент передачи детектора.

Сопротивление резистора $R_ф$ берут обычно равным входному сопротивлению следующего каскада, а емкость конденсатора $C_ф$ определяют из равенства

$$C_ф \approx \frac{10^{-4}}{R_ф} - C_{вх}, \qquad (12\text{-}11)$$

где $C_{вх}$ — входная емкость первого каскада низкочастотного тракта.

Пример 12-1. Определить параметры дифференциального частотного детектора при $\delta = 0{,}01$, $f_{пр} = 6{,}5$ МГц, $\Delta f_{макс} = 75$ кГц, $F_{макс} = 12$ кГц (данные соответствуют каналу звукового сопровождения телевидения). Следующий каскад имеет входное сопротивление $R_{вх} = 2$ кОм и входную емкость $C_{вх} = 200$ пФ.

Согласно условию (12-8) ширина полосы пропускания колебательных контуров детектора должна удовлетворять неравенству $П_{ч.д} \geqslant 3 \cdot 75 \cdot 10^3 = 225 \cdot 10^3$ Гц. Выбираем значение параметра связи между

контурами $\eta = 1{,}6$. При двух одинаковых связанных колебательных контурах эквивалентное затухание первого контура определяется уравнением [3,26]:

$$\delta_{э1} = \delta_1 (1 + \eta^2). \qquad (12\text{-}12)$$

В нашем случае $\delta_{э1} = 0{,}01\ (1 + 1{,}6)^2 = 0{,}0356$. По формуле (12-9) вычисляем полосу пропускания колебательных контуров: $П_{ч.д} = 0{,}0356 \cdot 1{,}6 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 = 0{,}37 \cdot 10^6$ Гц, что удовлетворяет неравенству (12-8) и может быть принято. Определяем эквивалентную емкость контуров по формуле (7-13):

$$C_э = \frac{3 \cdot 10^{-4}}{6{,}5 \cdot 10^6} = 46 \cdot 10^{-12}\ Ф.$$

Согласно выражению (6-60) индуктивность катушек колебательных контуров

$$L = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 6{,}5^2 \cdot 10^{12} \cdot 46 \cdot 10^{-12}} = 13{,}2 \cdot 10^{-6}\ Г.$$

Согласно табл. 6-1 такая индуктивность реализуема и может быть принята.

Собственную проводимость колебательного контура находим по формуле (5-18): $g = 0{,}01 \cdot 6{,}28 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 \cdot 46 \cdot 10^{-12} = 1{,}85 \cdot 10^{-5}$ См. Выбираем $R_ф = R_{вх} = 2$ кОм, тогда согласно выражению (12-11) $C_ф = (10^{-4}/2 \cdot 10^3) - 2 \cdot 10^{-10} = 5 \cdot 10^{-8}$ Ф (выбираем по приложению 3 $C_ф = 0{,}047$ мкФ). Выбираем диоды типа Д9А ($S = 10$ мСм, $C_{ак} = 1$ пФ). Их внутреннее сопротивление $R_i = 1/S = 1/10^{-2} = 100$ Ом.

С учетом сопротивления резистора $R_ф$ входное сопротивление следующего каскада равно 4 кОм. Согласно схемам, изображенным на рис. 12-6 и 12-9, для переменных токов звуковой частоты параллельно нагрузке первого диода включена цепочка из последовательно соединенных резисторов $R_ф$, $R_{вх.у.н.м.ч}$ и R_2, а параллельно нагрузке второго диода — цепочка R_1, $R_ф$ и $R_{вх.у.н.м.ч}$. Наличие этих цепочек может вызвать нелинейные искажения за счет неодинаковости нагрузки детектора по постоянному и переменному токам. Если выбирать нагрузочные сопротивления диодов из условия

$$R_1 = R_2 \approx (0{,}8 - 1{,}2)\,(R_ф + R_{вх}), \qquad (12\text{-}13)$$

то неравенство (8-21) будет выполняться (нелинейные искажения будут отсутствовать). Таким образом, $R_1 = R_2 = 1{,}1\ (2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3) = 4{,}3 \cdot 10^3$ Ом. Поскольку $R = 43\ R_i$, то входное сопротивление детекторов вычисляем по формуле (8-16): $R_{вх.д} = 0{,}5 \cdot 4300 = 2150$ Ом, а коэффициент передачи по графикам, изображенным на рис. 8-6, — он равен 0,84. Согласно схеме, изображенной на рис. 12-6, каждый из детекторов подключается к части второго контура. Если входное сопротивление одного детектора $R_{вх.д}$, то согласно выражениям (7-22) и (5-18) эквивалентное затухание второго колебательного контура с учетом действия обоих детекторов

$$\delta_{э2} = \delta \left(1 + 2p^2 \frac{1}{gR_{вх.д}}\right). \qquad (12\text{-}14)$$

Чтобы входное сопротивление детекторов незначительно шунтировало колебательный контур, считается допустимым, когда $\delta_э \leqslant$

$\leqslant 1{,}2\ \delta$. Из формулы (12-14) имеем:

$$p \leqslant \sqrt{0{,}5gR_{\text{вх. д}}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)}. \qquad (12\text{-}15)$$

В нашем случае $p = \sqrt{0{,}5 \cdot 2150 \cdot 1{,}85 \cdot 10^{-5}\,(1{,}2 - 1)} = 0{,}06$. Согласно выражению (12-10) коэффициент передачи детектора

$$K_{\text{ч. д}} = 0{,}35 \cdot 0{,}06 \cdot 0{,}84\,\frac{2 \cdot 75 \cdot 10^3}{37 \cdot 10^4} = 0{,}0071.$$

Емкости конденсаторов, шунтирующих нагрузочные резисторы, вычисляем по формуле (8-18), полагая $m_{\text{макс}} = 0{,}1$ (благодаря OA),

$$C_1 = C_2 = \frac{\sqrt{1 - 0{,}1^2}}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 4{,}3 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1} = 31 \cdot 10^{-9}\ \Phi.$$

По приложению 3 принимаем $C_1 = C_2 = 0{,}033$ мкФ, что удовлетворяет неравенству (8-15).

На рис. 12-9 приведена схема частотного детектора с двумя расстроенными колебательными контурами. Две одинаковые катушки связи включены в коллекторную цепь транзистора, используемого в ограничителе амплитуды. Каждая из них индуктивно связана (с одинаковым коэффициентом связи) с катушками двух колебательных контуров. Оба колебательных контура не имеют индуктивной связи друг с другом и симметрично рассмотрены относительно средней частоты сигнала, т. е. промежуточной частоты приемника (рис. 12-10). Напряжение с первого колебательного контура подводится к последовательному детектору с диодом $Д_1$ и нагрузкой R_1, а со второго к детектору — с диодом $Д_2$ и нагрузкой R_2 (см. рис. 12-9). При идентичности детекторов и колебательных контуров выходное напряжение схемы определяется разностью напряжений U_1 и U_2. Согласно рис. 12-10 $U_{\text{вых}} = K_д\,(U_{m1} - U_{m2})$, т. е. пропорционально отрезку $AБ$. Определяя длину этого отрезка для различных частот сигнала, можно получить детекторную характеристику данной схемы. Она соответствует графику, изображенному на рис. 12-8.

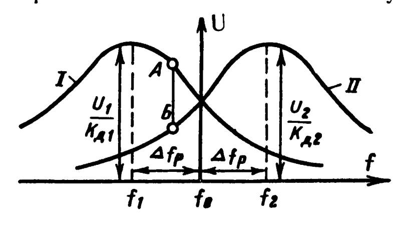


Рис. 12-10.

Коэффициент передачи данного детектора записывается уравнением [4,35]

$$K_{\text{ч. д}} \approx 0{,}7pK_д\,\frac{2\,\Delta f_{\text{макс}}}{\Pi_{\text{ч. д}}}. \qquad (12\text{-}16)$$

Здесь обозначения соответствуют формуле (12-10), а под U_m в формуле (12-7) понимается амплитуда напряжения на каждом из колебательных контуров.

В схеме рассматриваемого детектора характеристикой избирательной системы служит обобщенная начальная расстройка

$$\eta_1 = 2\,\Delta f_p/\delta_э f_0. \qquad (12\text{-}17)$$

Необходимое эквивалентное затухание колебательных контуров вычисляют по формуле (12-9), заменив η на η_1. Для хорошей работы этого детектора также требуется обеспечивать симметричность параметров каждого из его плеч. Коэффициент передачи детектора с двумя расстроенными колебательными контурами увеличивается с ростом обобщенной начальной расстройки, но при $\eta_1 > 3$ это увеличение становится малым, сопровождаясь ростом искажений. Поэтому следует выбирать η_1 от 1,5 до 2,5. При этих значениях погрешность формулы (12-16) не превышает 10%.

Сопоставление формул (12-16) и (12-11) показывает, что коэффициент передачи детектора с двумя расстроенными колебательными контурами при прочих равных условиях в два раза больше, чем у дифференциального детектора. Но избирательная система этого детектора несколько сложнее в изготовлении и настройке, чем у дифференциального детектора.

На рис. 12-11 показана схема дробного детектора или детектора отношений. Его характерной особенностью является слабая чувстви-

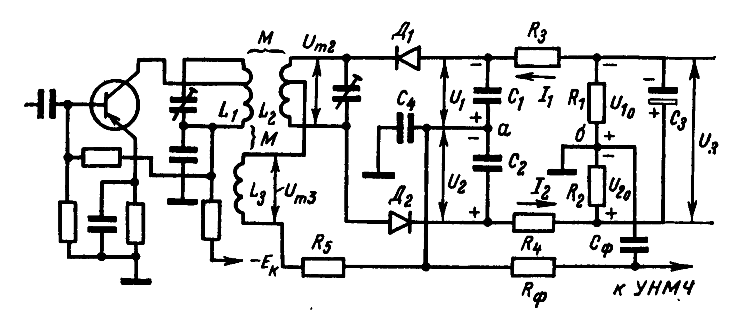


Рис. 12-11.

тельность к быстрым изменениям амплитуды сигнала, особенно при малых девиациях частоты. Благодаря этому перед ним можно не ставить ограничитель амплитуды. Уровень искажений сигнала в дробном детекторе несколько выше, чем в рассмотренных ранее детекторах, причем с увеличением девиации частоты искажения возрастают. Дробный детектор часто применяется в звуковом канале современных телевизионных приемников.

Сопротивления нагрузочных резисторов R_1 и R_2 в данном детекторе выбираются малыми (единицы килоом), а коэффициент включения диодов ко второму колебательному контуру равным 0,5. За счет этого эквивалентное затухание второго колебательного контура определяется в основном входным сопротивлением последовательных диодных детекторов.

Полярность включения диодов в данной схеме такова, что постоянные составляющие токов диодов замыкаются через одну и ту же цепь и проходят в одном направлении. Например, для диода $Д_1$ — это резисторы R_3, R_1, R_2, R_4, диод $Д_2$ и катушка второго контура. Полярность напряжений, создающихся на нагрузочных резисторах, показана на рисунке. Резисторы R_3 и R_4 служат для симметрирования плеч схемы. Их сопротивление не превышает 200—300 Ом.

Параллельно нагрузочным резисторам включен конденсатор C_3 большой (единицы и десятки микрофарад) емкости, благодаря чему

постоянная времени нагрузки детекторов получается значительной и составляет обычно 0,1 — 0,2 с.

Катушка первого колебательного контура L_1 индуктивно связана с катушкой второго контура L_2 и катушкой L_3. Но катушки L_2 и L_3 индуктивной связи не имеют.

Сопротивление конденсаторов C_1, C_2 и C_4 для токов промежуточной частоты сравнительно мало Сопротивление резистора R_5 составляет десятки ом. Этот резистор служит для увеличения затухания цепи катушки L_3 и расширения ее полосы пропускания. Поэтому можно считать, что к первому диоду подводится полное напряжение с катушки L_3 и с верхней половины второго колебательного контура, а ко второму диоду — с катушки L_3 и нижней половины второго контура. Параметр связи между колебательными контурами выбирается равным 0,5. Концы катушки L_3 включаются так, чтобы напряжение на ней совпадало по фазе с напряжением на первом колебательном контуре. Следовательно, для определения амплитуды сигналов, подводимых к диодам, будут справедливы векторные диаграммы рис. 12-7, если заменить в них вектор U_{m1} на U_{m3}. Связь между катушками L_1 и L_3 выбирается такой, чтобы $U_{m3} = (0,3 + 0,35)\ U_{m1}$. Для этого необходимо, чтобы коэффициент связи между первой и третьей катушками

$$k_{св1-3} = (0,35 \div 0,45), \text{ а } L_3 = (0,25 \div 0,5)\ L_1. \qquad (12\text{-}18)$$

При этих условиях для векторных диаграмм рис. 12-7 в сравнительно широком диапазоне частот сигнала сумма амплитуд напряжений U_{mI} и U_{mII} сохраняется практически постоянной.

Под воздействием напряжений U_{mI} и U_{mII} конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются каждый через свой диод до напряжений U_1 и U_2 соответственно, практически равных амплитудам сигнала, подводимым к диодам. Полярность напряжений показана на рисунке. Сумма напряжений $U_1 + U_2$ подводится к конденсатору C_3 и заряжает его. В установившемся режиме можно считать, что на конденсаторе C_3 напряжение $U_3 = U_1 + U_2$. С учетом сказанного ранее о постоянстве суммы $U_{mI} + U_{mII}$ при изменениях частоты сигнала напряжение U_3 сохранится неизменным.

Поскольку сопротивления резисторов R_1 и R_2 равны, то потенциал точки *б* равен половине напряжения U_3 и сохраняется постоянным при неизменном напряжении U_3 Напряжения на резисторах обозначены через U_{10} и U_{20}. Очевидно, что их сумма равна U_3.

Если частота сигнала равна частоте настройки колебательных контуров, то $U_1 = U_2$ и потенциал точки *а* равен потенциалу точки *б*. Выходное напряжение схемы создается между точками *а* и *б* и в данном случае равно нулю.

Когда частота сигнала станет меньше частоты настройки колебательных контуров, амплитуда сигнала, подводимого к первому диоду, станет больше амплитуды сигнала, подводимого ко второму диоду. За счет этого $U_1 > U_2$ и положительный потенциал точки *а* окажется больше, чем точки *б*. Следовательно, выходное напряжение схемы станет положительным. По мере понижения частоты сигнала положительное выходное напряжение увеличивается. Когда частота сигнала станет выходить за пределы полосы пропускания колебательных контуров, то напряжение на них начнет уменьшаться. Это приведет к снижению выходного напряжения детектора при больших расстройствах и к перегибу характеристики детектора, как это показано на рис. 12-8.

При превышении частоты сигнала над резонансной частотой колебательных контуров U_{mII} станет больше U_{mI}, а выходное напряжение будет отрицательным. Таким образом, детекторная характеристика данной схемы также соответствует рис. 12-8.

Если за счет действия помехи амплитуда сигнала начнет достаточно быстро возрастать, то это приведет к соответствующему увеличению токов диодов. Последнее, казалось бы, должно увеличить напряжения на конденсаторах C_1 и C_2, а следовательно, и сумму напряжений $U_1 + U_2$. Но так как параллельно этим конденсаторам включен конденсатор большой емкости C_3, то напряжение на нем быстро измениться не сможет и останется практически прежним. Увеличение тока диодов приведет к дополнительному заряду конденсатора C_3. Таким образом, при быстром увеличении амплитуды входного сигнала токи диодов также увеличиваются, а напряжение на их нагрузках практически сохраняется прежним. Это, согласно закону Ома, эквивалентно уменьшению сопротивления нагрузки диодов, а значит и их входного сопротивления. Последнее повышает шунтирующее действие детекторов на второй колебательный контур, увеличивает его эквивалентное затухание, что будет противодействовать возрастанию амплитуды сигнала на этом колебательном контуре.

При быстром уменьшении амплитуды входного сигнала токи диодов уменьшатся, а напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 останутся практически неизменными. Это адекватно увеличению входного сопротивления детекторов, что будет способствовать возрастанию напряжения на втором колебательном контуре. Таким образом, большая инерционность нагрузки диодов и малое сопротивление их нагрузочных резисторов весьма существенно противодействуют быстрым изменениям амплитуды детектируемого сигнала. Для обеспечения малой чувствительности схемы к быстрым изменениям амплитуды сигнала сопротивления нагрузочных резисторов и емкость конденсатора следует выбирать согласно неравенствам

$$R_1 = R_2 \leqslant (0{,}3 \div 0{,}4)/g_2; \qquad (12\text{-}19)$$

$$C_3 \geqslant \frac{0{,}1 \div 0{,}2}{R_1 + R_2}, \qquad (12\text{-}20)$$

где g_2 — собственная проводимость второго колебательного контура.

Полосу пропускания и эквивалентное затухание колебательных контуров детектора определяют формулы (12-8) и (12-9). Сопротивления нагрузочных резисторов и параметры корректирующего фильтра для дробного детектора определяются соотношениями (12-13) и (12-11). Коэффициент передачи дробного детектора с допустимой для инженерных расчетов погрешностью определяется уравнением [4,35]

$$K_{\text{ч. д}} \approx 0{,}07 p K_{\text{д}} \frac{2\,\Delta f_{\text{макс}}}{П_{\text{ч. д}}}. \qquad (12\text{-}21)$$

В этом случае в формуле (12-7) под U_m следует полагать амплитуду сигнала на первом колебательном контуре, т. е. обозначения соответствуют формуле (12-10).

Пример 12-2. Определить основные параметры дробного детектора по исходным данным примера 12-1.

Выбираем параметр связи между колебательными контурами $\eta =$ $= 0{,}5$. Индуктивность контурных катушек и эквивалентные емкости сохраняем такими же, как в примере 12-1. Согласно формуле (12-12)

эквивалентное затухание первого колебательного контура $\delta_{э1} = 0{,}01\,(1 + 0{,}5^2) = 0{,}0125$. Тогда согласно уравнению (12-9) полоса пропускания контуров $П_{ч.д} = 0{,}0125 \cdot 0{,}5 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 = 4 \cdot 10^4$ Гц, что не удовлетворяет неравенству (12-8). Поэтому принимаем в соответствии с (12-8) $П_{ч.д} = 3 \cdot 75 \cdot 10^3 = 225 \cdot 10^3$ Гц. Для обеспечения такой полосы пропускания из формулы (12-9) и (12-12) получим уравнение для расчета эквивалентного затухания колебательных контуров: $\delta_э = \dfrac{П_{ч.д}}{(1+\eta^2)\,\eta f_0}$. В нашем случае

$$\delta_э = \frac{225 \cdot 10^3}{(1+0{,}5^2)\,0{,}5 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6} = 0{,}056$$

Такое затухание может быть обеспечено соответствующим подбором связи первого колебательного контура с выходом транзистора предыдущего каскада, а второго — со входом детекторов. По формуле (5-18) вычисляем эквивалентную проводимость колебательных контуров: $g_э = 0{,}056 \cdot 6{,}28 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 \cdot 46 \cdot 10^{-12} = 1{,}05 \cdot 10^{-4}$ См, а собственная проводимость контура будет $1{,}9 \cdot 10^{-5}$ См.

Сопротивление нагрузочных резисторов определяем по формуле (12-19):

$$R_1 = R_2 \leqslant (0{,}3 \div 0{,}4)\,\frac{1}{1{,}05 \cdot 10^{-4}} = (2700 - 3700) \text{ Ом}.$$

По приложению 3 принимаем $R_1 = R_2 = 3{,}3$ кОм, что обеспечивает нужное затухание второго колебательного контура. При этом $R_1/R_{iд} = 330/100 = 33$. Согласно рис. 8-6 имеем $K_д = 0{,}8$ и $R_{вх.д} = 2100$ Ом. Пользуясь выражением (12-14), вычисляем эквивалентное затухание второго колебательного контура:

$$\delta_{э2} = 0{,}01\left(1 + \frac{2 \cdot 0{,}5^2}{2100 \cdot 1{,}9 \cdot 10^{-5}}\right) = 0{,}14,$$

что больше требуемого. Для обеспечения нужного затухания согласно формуле (12-14) необходимо снизить коэффициент включения до

$$p \approx \sqrt{0{,}5 R_{вх.д}\, g\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)} = \sqrt{0{,}5 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}9 \cdot 10^{-5}\left(\frac{0{,}056}{0{,}01} - 1\right)} = 0{,}3$$

Параметры корректирующего фильтра и емкости конденсаторов C_1 и C_2 сохраняем такими же, как в примере 12-1, поскольку в нем сопротивления нагрузочных резисторов лишь на 30% больше. По неравенству (12-20) емкость конденсатора

$$C_3 \geqslant \frac{0{,}1 \div 0{,}2}{2 \cdot 3{,}3 \cdot 10^3} = (15 \div 30)\,10^{-6} \text{ Ф};$$

по приложению 3 принимаем $C_3 = 22$ мкФ.

По формуле (12-21) находим:

$$K_{ч.д} \approx 0{,}07 \cdot 0{,}3 \cdot 0{,}8\,\frac{2 \cdot 75 \cdot 10^3}{225 \cdot 10^3} = 0{,}011.$$

Коэффициент передачи получился в 1,6 раза больше, чем у дифференциального частотного детектора. Это является следствием того, что в дифференциальном детекторе коэффициент включения диодов к колебательному контуру значительно меньше, чем у дробного детектора (для примеров 12-1 и 12-2 в 5 раз). Сказанное является одной из причин широкого применения дробного детектора в трактах промежуточной частоты, выполненных на транзисторах.

В ламповых приемниках входное сопротивление усилителя модулирующей частоты обычно бывает высоким (более 0,5 МОм), поэтому для таких приемников в дифференциальном детекторе можно выбирать достаточно большие сопротивления нагрузочных резисторов (сотни килоом), что позволяет согласно выражению (12-14) повышать коэффициент включения диодов ко второму колебательному контуру до 0,5. Это примерно на порядок увеличивает коэффициент передачи детектора по сравнению с данными примера 12-1. С учетом сказанного в ламповых приемниках оказывается выгодным применять дифференциальный детектор с ограничителем амплитуды вместо дробного детектора.

Существуют и другие схемы частотных детекторов, но они, как правило, дают большой уровень искажений [5].

12-3. ОГРАНИЧИТЕЛИ АМПЛИТУДЫ

Для устранения вредной амплитудной модуляции сигнала помехой идеальный ограничитель должен иметь амплитудную характеристику, состоящую из двух отрезков прямых *1*, показанных на рис. 12-12. При амплитудах входного сигнала, меньших порога ограничения $U_{пор}$, ограничитель работает как обычный усилитель и его амплитудная характеристика линейна. Если амплитуда входного напряжения превышает пороговое значение, то амплитуда выходного напряжения сохраняется постоянной и не зависит от амплитуды входного сигнала. Следовательно, в рабочей области коэффициент усиления ограничителя амплитуды должен изменяться обратно пропорционально амплитуде входного сигнала, что технически выполнить весьма трудно.

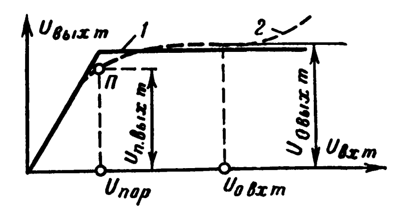


Рис. 12-12.

Выбрав амплитуду немодулированного входного сигнала $U_{0вхm}$ значительно больше порогового напряжения идеального ограничителя, можно добиться полного устранения вредной амплитудной модуляции сигнала помехой, если коэффициент вредной амплитудной модуляции удовлетворяет неравенству

$$m_{п.\,вх} \leqslant 1 - U_{пор}/U_{0\,вх\,m} \qquad (12\text{-}22)$$

При выполнении этого неравенства все изменения амплитуды входного сигнала под воздействием вредной амплитудной модуляции помехой происходят при значениях, больших порогового, т. е. в области идеальной работы ограничителя. При этом коэффициент модуляции выходного напряжения $m_{п.вых}$ равен нулю.

В случае известных значений порога ограничения и коэффициента модуляции $m_{п.вх}$ из формулы (12-22) можно найти требуемое значение амплитуды входного сигнала, которое обеспечит устранение вредной амплитудной модуляции. Аналогично можно выбирать схему ограничителя амплитуды по его пороговому напряжению, если заданы $U_{0вх.m}$ и $m_{п.вх}$.

Амплитудные характеристики реальных ограничителей чаще всего имеют вид, соответствующий штриховой кривой *2* на рис. 12-12. Пороговое напряжение определяют в точке *П* перегиба характеристики. Этой точке на рисунке соответствует выходное напряжение $U_{п.выхm}$. Если выбрать амплитуду входного сигнала по формуле (12-22) и обозначить через $U_{0выхm}$ амплитуду выходного сигнала в рабочей точке, то остаточный коэффициент модуляции выходного сигнала ограничителя амплитуды

$$m_{п.\,вых} = \frac{U_{0\,вых\,m} - U_{п.\,вых\,m}}{U_{0\,вых\,m}} = 1 - \frac{U_{п.\,вых\,m}}{U_{0\,вых\,m}}. \qquad (12\text{-}23)$$

Эффективность работы ограничителя оценивается к о э ф ф и ц и е н т о м о г р а н и ч е н и я, характеризующим уменьшение амплитудной модуляции сигнала:

$$K_{огр} = m_{п.\,вх}/m_{п.\,вых} \qquad (12\text{-}24)$$

Кроме этого коэффициента характеристиками ограничителя амплитуды являются также пороговое напряжение и выходное напряжение $U_{0вхm}$, соответствующее амплитуде немодулированного выходного сигнала при пороге ограничения.

Чем больше коэффициент ограничения и амплитуда выходного напряжения в рабочей точке $U_{0выхm}$, тем лучше считается ограничитель амплитуды. При прочих равных условиях лучшим считается также тот ограничитель, который имеет меньший порог ограничения, ибо в этом случае требуется меньшее напряжение входного сигнала $U_{0в\,хm}$ в рабочей точке.

Простейшим ограничителем амплитуды является диодный. Для его осуществления параллельно нагрузочному колебательному контуру последнего каскада усилителя напряжения промежуточной частоты включаются диоды, на аноды которых подается небольшое запирающее напряжение $U_з$. Когда амплитуда сигнала на колебательном контуре меньше запирающего напряжения, диоды закрыты и усилитель работает нормально. В случае превышения амплитуды сигнала над запирающим напряжением диоды открываются и шунтируют колебательный контур, уменьшая усиление и стабилизируя выходное напряжение каскада. Чем больше сигнал, тем меньше внутреннее сопротивление диодов и меньше усиление. На рис. 12-13 приведен вариант схемы подобного ограничителя амплитуды. Здесь резистор R_1 используется как сопротивление коллекторного фильтра и, кроме того, с него снимается запирающее напряжение $U_{з1}$ для первого диода. Положительный потенциал этого напряжения через контурную катушку подводится на катод диода, а отрицательный — непосредственно к аноду. Для второго диода запирающее напряжения $U_{з2}$ снимается с резистора R_2, который вместе с резистором R_3 образует делитель напряжения.

Существенным недостатком диодного ограничителя является то, что при открытых диодах увеличивается эквивалентное затухание колебательного контура и ухудшается избирательность каскада. Запирающее напряжение в рассматриваемой схеме обычно берется рав-

ным 0,7 — 1 В, а пороговое напряжение при этом оказывается равным 0,9 — 1,2 В, т. е. примерно на 0,2 В больше. Выходное напряжение ограничителя амплитуды в рабочей точке превышает пороговое на 0,15 — 0,25 В. Коэффициент ограничения диодного ограничителя достигает 20—30 дБ.

На рис. 12-14 изображена схема транзисторного ограничителя амплитуды. Он работает за счет отсечки обоих полупериодов коллекторного тока транзистора при больших уровнях входного сигнала. Для увеличения коэффициента ограничения и снижения порогового напряжения транзистор работает при малом коллекторном напряже-

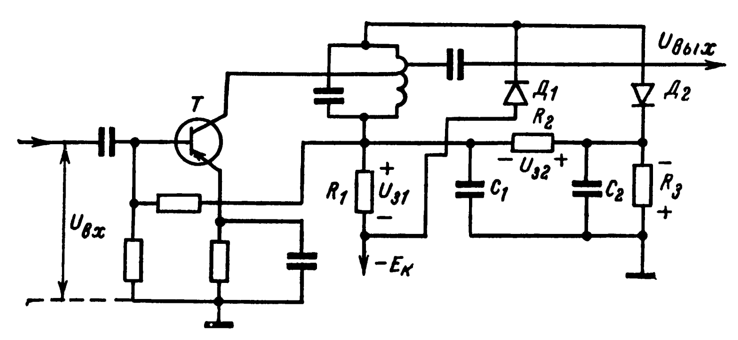


Рис. 12-13.

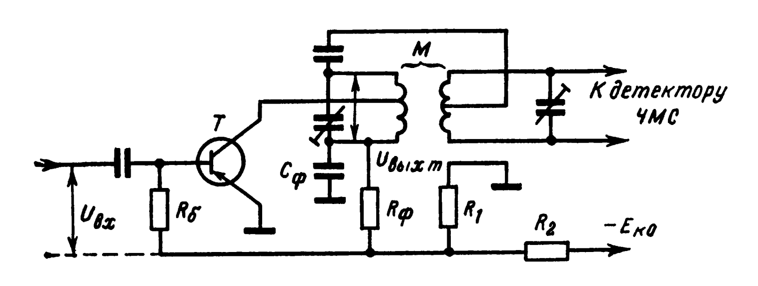


Рис. 12-14.

нии (не более 2—3 В) и без эмиттерного резистора. Для обеспечения такого режима напряжение питания подводится с делителя напряжения R_1, R_2. Его параметры выбираются так, чтобы ток делителя в 2—3 раза превышал ток коллектора. Для этого следует брать

$$R_2 = \frac{E_{\text{к0}} - E'_{\text{к0}}}{3I_{\text{кА}}} \text{ и } R_1 = \frac{E'_{\text{к0}}}{2I_{\text{кА}}}. \qquad (12\text{-}25)$$

Работу ограничителя можно пояснить, используя выходные характеристики транзистора, изображенные на рис. 12-15. Пусть $E'_{\text{к0}}$ (точка *Д*) напряжение питания, поступающее с делителя напряжения. Для постоянного тока в цепи коллектор — эмиттер имеется только одно

сопротивление резистора $R_ф$. Поэтому нагрузочной линией по постоянному току будет прямая *1*, проведенная из точки *Д* под углом α_1, значение которого определяется уравнением $\mathrm{ctg}\,\alpha_1 = R_ф$ [13]. Выберем на этой прямой рабочую точку *А* примерно посредине между точками *Г* и *Д*, что соответствует току базы $I_б = 50$ мкА. Если сопротивление колебательного контура, включенного в коллекторную цепь, равно $p_1^2 R_{0э1}$, то нагрузочная линия *2* для переменного тока пройдет через точку *А* под углом α_2 к оси абсцисс. Значение этого угла находится из уравнения $\mathrm{ctg}\,\alpha_2 = p_1^2 R_{0э1}$.

При подведении ко входу транзистора гармонического сигнала соответственно изменяется ток базы и, следовательно, ток коллек-

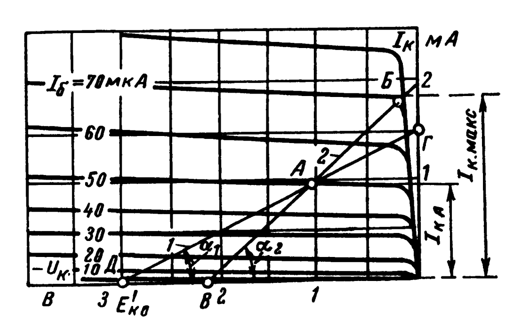


Рис. 12-15.

тора. Но изменения тока коллектора имеют ограничения. В течение полупериода, соответствующего отрицательному напряжению входного сигнала, ток базы возрастает. Но если он достигнет значения $I_б = 70$ мкА, то при дальнейшем увеличении отрицательного входного напряжения и тока базы ток коллектора уже не сможет увеличиваться, так как это должно было бы происходить по отрезку нагрузочной линии *2*, находящемуся в области насыщения [13]. Таким образом, при возрастании отрицательного напряжения на базе ток коллектора не может превысить значения $I_{к.макс}$, соответствующего точке *Б* на погрузочной прямой *2*. Иначе говоря, при отрицательной полуволне входного сигнала произойдет отсечка положительной полуволны тока коллектора.

Во время положительной полуволны входного сигнала (с ростом напряжения сигнала) ток базы и соответственно ток коллектора уменьшаются. При $I_б = 0$ транзистор практически будет закрыт ($I_к = 0$). Дальнейшее увеличение положительного напряжения на базе не уменьшит тока коллектора, если не учитывать обратный ток. Следовательно, будет ограничена и отрицательная полуволна коллекторного тока, соответствующая положительной полуволне входного сигнала. Таким образом, при большом уровне сигнала, когда ток базы $I_б > 70$ мкА или $I_б < 0$, происходит ограничение коллекторного тока в течение обоих полупериодов согласно рис. 12-16. При малых уровнях входного сигнала коллекторный ток не ограничивается и соответствует штриховой линии на рис. 12-16.

В курсах радиотехники доказывается, что ток сложной формы (например, синусоида с двусторонним ограничением и частотой f_0) может представляться суммой гармонических токов [15]. Частоты этих

токов будут кратны частоте f_0, т. е. равны f_0, $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$ и т. д. Кроме них, при несимметричном ограничении имеется еще и постоянная составляющая тока. Поскольку нагрузка транзистора в схеме, изображенной на рис. 12-14, избирательная (колебательный контур, настроенный на частоту f_0), то ее сопротивление будет достаточно большим лишь для тока с частотой f_0. Поэтому напряжение на колебательном контуре определяется практически только первой гармоникой тока и будет синусоидальным при любой форме тока коллектора. Амплитуды отдельных гармонических составляющих, естественно, зависят от формы ограниченного тока. Но в рассматриваемом режиме транзистора после наступления режима ограничения форма коллекторного тока сохраняется почти неизменной при увеличении входного сигнала. Поэтому почти неизменной будет амплитуда первой гармоники коллекторного тока, а вместе с тем и амплитуда напряжения на выходном контуре ограничителя. Следовательно, в рассматриваемом режиме каскад работает как ограничитель амплитуды и его амплитудная характеристика оказывается близкой к штриховой кривой 2 на рис. 12-12.

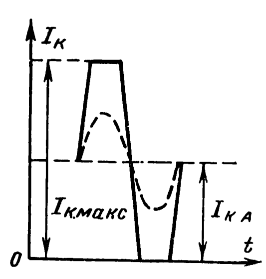


Рис. 12-16.

При уменьшении напряжения питания прямая I (см. рис. 12-15) переместится вправо. Благодаря этому уменьшатся отрезки $АБ$ и $АВ$, что снизит порог ограничения. Но поскольку при этом уменьшится амплитуда первой гармоники коллекторного тока, то меньше станет и уровень выходного сигнала. Поэтому при выборе режима определяют, что важнее получить: малый порог ограничения или большее выходное напряжение. Амплитуда переменного напряжения на выходе транзисторного ограничителя обычно составляет (25 — 40)% напряжения источника питания коллекторной цепи $E'_{к0}$. При низком напряжении питания приходится брать сравнительно малое сопротивление фильтра. Поэтому для выполнения необходимого соотношения между углами α_1 и α_2 обычно приходится применять неполное включение колебательного контура, обеспечивая выполнение неравенства

$$p_1^2/g_1\,(1+\eta^2) \leqslant (0{,}6 \div 0{,}7)\,R_ф, \qquad (12\text{-}26)$$

где g_1 — собственная проводимость первого колебательного контура; η — параметр связи между колебательными контурами.

Пороговое напряжение ограничителя в первом приближении можно считать равным напряжению база — эмиттер в рабочей точке $U_{бэ}$. Оно определяется по входным характеристикам транзистора и соответствует характеристике $I_б = 50$ мкА, на которой лежит рабочая точка транзистора. Для высокочастотных транзисторов четырехсотой серии это напряжение равно примерно 0,25—0,35 В.

В первом приближении амплитуду напряжения на первом колебательном контуре схемы, изображенной на рис. 12-14, можно вычислить по формуле

$$U_{вых\,m} \approx 1{,}2\frac{p_1}{g_1\,(1+\eta^2)}\,(I_{к.\,макс} - I_{кА}). \qquad (12\text{-}27)$$

Здесь значения токов должны соответствовать рис. 12-15.

Сопротивление резистора в цепи базы определяется формулой

$$R_б = \frac{|E'_{к0}| - |U_{бэ\,А}|}{I_{к.\,макс} - I_{кА}} \beta. \tag{12-28}$$

Коэффициент ограничения транзисторного ограничителя обычно составляет 20—30 дБ.

Пример 12-3. Определить параметры ограничителя амплитуды, выполненного на транзисторе П403, полагая, что за ним стоит дифференциальный детектор, параметры которого соответствуют примеру 12-1. Считать $E_{к0} = -9$ В, $\beta = 48$, $m_{п.вх} = 0{,}5$.

Принимаем $E'_{к0} = -3$ В и сопротивление фильтра $R_ф = 2$ кОм (характеристики рис. 12-15 соответствуют транзистору П403 и прямая *1* проведена для $R_ф = 2$ кОм). Выбираем рабочую точку транзистора *А*, для нее ток коллектора $I_{кА} = 1$ мА. Вычисляем по формуле (12-25) сопротивления резисторов $R_2 = \frac{9-3}{3 \cdot 10^{-3}} = 2000$ Ом (по приложению 3 принимаем $R_2 = 2$ кОм) и $R_1 = \frac{3}{2 \cdot 10^{-3}} = 1500$ Ом (по приложению 3 принимаем $R_2 = 1{,}5$ кОм). Положим в правой части неравенства (12-26) численное значение коэффициента 0,65. Тогда $0{,}65\ R_ф = 0{,}65 \cdot 2000 = 1300$ Ом. Этому значению соответствует прямая *2* на рис. 12-15. Тогда согласно выражению (12-26) коэффициент включения первого колебательного контура к транзистору $p_1 = \sqrt{0{,}65 \cdot 2000\ (1 + 1{,}6^2)\ 1{,}85 \cdot 10^{-5}} = 0{,}29$.

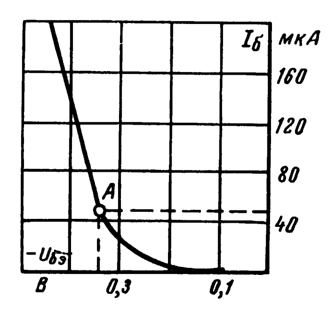


Рис. 12-17.

На рис. 12-17 приведена входная характеристика транзистора П403. Так как при коллекторном напряжении более 2 В ток коллектора мало зависит от напряжения, то воспользуемся указанной характеристикой, соответствующей $E_к = -5$ В. В рабочей точке *А* $I_б = 50$ мкА и $U_{бэА} = 0{,}34$ В. Следовательно, можно считать $U_{пор} \approx U_{бэА} = 0{,}34$ В. Согласно рис. 12-15 $I_{к.макс} = 1{,}85$ мА. По формуле (12-28) вычисляем:

$$R_б = \frac{3 - 0{,}34}{1{,}85 \cdot 10^{-3} - 10^{-3}} 48 = 1{,}5 \cdot 10^5 \text{ Ом};$$

по приложению 3 принимаем $R_б = 150$ кОм. Пользуясь формулой (12-22), находим амплитуду входного сигнала:

$$U_{0\,вх\,m} = \frac{U_{пор}}{1 - m_{п.\,вх}} = \frac{0{,}34}{1 - 0{,}5} 0{,}68 \text{ В}.$$

Это напряжение и должно быть выходным напряжением усилителя напряжения промежуточной частоты. Согласно выражению (12-27) определяем

$$U_{0\,вых\,m} \approx 1{,}2 \frac{0{,}29}{1{,}85 \cdot 10^{-5}\ (1 + 1{,}6^2)} (1{,}85 - 1)\ 10^{-3} = 4{,}5 \text{ В}.$$

Напряжение между коллектором и эмиттером транзистора будет в p_1 раз меньше. Оно равно $0{,}29 \cdot 4{,}5 = 1{,}3$ В, что составляет 0,43 $E'_{к0}$ и соответствует сказанному ранее о том, что $U_{0выхm} \approx (0{,}25 \div 0{,}4)\ E'_{к0}$. Согласно данным примера 12-1 ($K_{ч.д} = 0{,}0071$) выходное напряжение детектора $U_{m\Omega} = K_{ч.д} U_{0выхm} = 0{,}0071 \cdot 4{,}5 = 0{,}032$ В, что гораздо меньше выходного напряжения детекторов приемников АМС.

12-4. ДЕЙСТВИЕ ПОМЕХ ПРИ ПРИЕМЕ ЧМС

Рассмотрим вначале одновременное воздействие на детектор ЧМС гармонического сигнала и гармонической помехи. Будем полагать, что амплитуда сигнала U_{m1} больше, чем амплитуда помехи U_{m2}. Частоты сигнала и помехи считаем неравными. Для решения поставленной задачи можно воспользоваться векторной диаграммой рис. 8-11. Как уже отмечалось в § 8-3, результирующее напряжение в этом случае может быть представлено как большее напряжение сигнала, имеющее за счет действия помехи амплитудную модуляцию с коэффициентом модуляции, определяемым формулой (8-32), и частотную модуляцию. Индекс частотной модуляции определяется углом φ, на который отклоняется вектор результирующего напряжения от своего среднего значения, т. е. от вектора сигнала. Если выполняется условие

$$U_{m1} > 2U_{m2}, \qquad (12\text{-}29)$$

то с допустимой для инженерных расчетов погрешностью можно считать, что максимальный угол φ, определяющий максимальный индекс модуляции, определяется уравнением

$$\operatorname{tg} \varphi_{п.\,макс} \approx U_{m2}/U_{m1} \qquad (12\text{-}30)$$

Это равенство становится более строгим при лучшем выполнении неравенства (12-29) и можно считать, что максимальный индекс модуляции сигнала помехой (12-2)

$$\psi_{п.\,макс} \approx \varphi_{п.\,макс} \approx U_{m2}/U_{m1}. \qquad (12\text{-}31)$$

С помощью ограничителя амплитуды, порог срабатывания которого определяется условием (12-22) и соответствует штриховой окружности *1* на рис. 8-11, можно устранить вредную амплитудную модуляцию сигнала помехой.

Выходное напряжение детектора ЧМС увеличивается с ростом девиации частоты или с ростом максимального индекса полезной модуляции сигнала $\psi_{с.макс}$. Таким образом, отношение сигнала к помехе на выходе детектора ЧМС пропорционально отношению индексов полезной и помеховой модуляции:

$$U_{\Omega с}/U_{\Omega п} \approx \psi_{с.\,макс}/\psi_{п.\,макс}. \qquad (12\text{-}32)$$

Применяя широкополосную полезную модуляцию сигнала при выполнении неравенства (12-29), можно добиться существенного увеличения отношения сигнал/помеха на выходе детектора. Учитывая выражения (12-31) и (12-32), можно записать:

$$\left.\frac{U_{\Omega с}}{U_{\Omega п}}\right|_{вых} \approx \frac{\psi_{с.\,макс} U_{m1}}{U_{m2}} = \psi_{с.\,макс} \left.\frac{U_{сm}}{U_{пm}}\right|_{вх}. \qquad (12\text{-}33)$$

Следовательно, в рассматриваемом случае при выполнении неравенства (12-29) детектор ЧМС улучшает отношение сигнал/помеха в число раз равное индексу полезной частотной модуляции. А последний может быть взят достаточно большим Так, для данных примера 12-1 в соответствии с формулой (12-2) $\psi_{\text{с.макс}} = 75 \cdot 10^3/12 \cdot 10^3 = 6,1$. Если положить для примера 12-1 $F_{\text{макс}} = 4,5 \cdot 10^3$ Гц, то получим $\psi_{\text{с.макс}} = 75 \cdot 10^3/4,5 \cdot 10^3 = 17$.

При амплитудной модуляции максимальное значение полезного коэффициента модуляции не может превышать единицы. Поэтому согласно формуле (8-35), полагая для примера $m_{\text{п}} = m_2 = 0,5$ и $U_{\text{п}m} = U_{m2} = 0,5U_{m1} = 0,5U_{\text{с}m}$, получим:

$$\left.\frac{U_{\Omega\text{с}}}{U_{\Omega\text{п}}}\right|_{\text{вых}} = 2\,\frac{m_{\text{с}}}{m_{\text{п}}}\,\frac{U_{\text{с}m}^2}{U_{\text{п}m}^2} = \left(2\,\frac{m_{\text{с}}}{m_{\text{п}}}\,\frac{U_{\text{с}m}}{U_{\text{п}m}}\right)\left.\frac{U_{\text{с}m}}{U_{\text{п}m}}\right|_{\text{вх}} = 8\left.\frac{U_{\text{с}m}}{U_{\text{п}m}}\right|_{\text{вх}}.$$

Таким образом, наибольшее возможное улучшение отношения сигнал/помеха при выполнении условия (12-29) и $m_{\text{с}} = 1$ в детекторе АМС не превышает 8. При радиовещании коэффициент модуляции АМС обычно равняется 0,3 Для такого значения коэффициента модуляции отношение сигнал/помеха на выходе детектора АМС при прочих равных условиях будет лишь в 2,4 раза больше отношения сигнал/помеха на входе детектора

Особенно большое ослабление действия помех при частотной модуляции достигается в приемниках, работающих в диапазонах метровых и более коротких волн. В этих диапазонах полосы пропускания приемников выбираются весьма широкими, что позволяет использовать большой индекс модуляции сигнала Именно этим объясняется то, что в канале звукового сопровождения телевидения помехи практически не прослушиваются даже в больших городах с высоким уровнем промышленных помех, хотя на сигнал изображения эти помехи действуют достаточно сильно.

В § 10-3 было показано, что при действии шумовой помехи ее интенсивность на выходе детектора уменьшается с ростом частоты модуляции. Аналогичное явление имеет место и в детекторе ЧМС, что способствует еще лучшему ослаблению шумовой помехи, чем в детекторе АМС. Детальное исследование этого вопроса впервые выполнено В. И. Сифоровым [26]. Он показал, что при переходе от амплитудной модуляции к частотной при прочих равных условиях и выполнении неравенства (12-29) выигрыш в отношении сигнал/помеха при шумовой помехе

$$Q_{\text{ш}} = \sqrt{3}\,\psi_{\text{с.макс}} \tag{12-34}$$

и в случае импульсной помехи

$$Q_{\text{и}} = 2\psi_{\text{с. макс}} \tag{12-35}$$

Если неравенство (12-29) не выполняется, то индекс модуляции сигнала помехой становится настолько большим, что детектор ЧМС не может ослабить действие помехи.

В соответствии с формой детекторной характеристики, изображенной на рис 12-8, при наличии шумовой помехи наибольшее действие на детектор ЧМС будут оказывать те ее составляющие, которые имеют большую девиацию частоты. Следовательно, поставив на выходе детек-

тора корректирующую цепочку $R_ф C_ф$ (см. рис. 12-6), можно существенно ослабить высшие модулирующие частоты и соответствующие им составляющие шумовой помехи, а значит, добиться дополнительного ослабления ее действия. Чтобы корректирующая цепочка не приводила к искажению принимаемого сигнала, в передатчике соответственно поднимают уровень составляющих сигнала в области высших частот модуляции

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какими параметрами характеризуется сигнал с частотной модуляцией?
2. Каков характер и ширина спектра ЧМС при различных значениях индекса модуляции? В чем состоит отличие спектра ЧМС от спектра АМС?
3. Каково назначение ограничителя амплитуды в приемнике ЧМС? Нарисуйте структурную схему приемника ЧМС и объясните назначение ее элементов.
4. Какова должна быть форма детекторной характеристики идеального детектора ЧМС? В чем отличие от нее реальных характеристик?
5. Какие параметры характеризуют детекторы ЧМС? Дайте их определения.
6. Нарисуйте схему дифференциального детектора и объясните принцип его работы.
7. Какова схема и принцип работы детектора с двумя расстроенными контурами? Сравните основные параметры этого детектора с дифференциальным детектором
8. Нарисуйте схему и объясните принцип работы дробного детектора. Каковы его преимущества и недостатки?
9. В чем состоит назначение корректирующего фильтра на выходе детекторов ЧМС?
10. Каковы формы амплитудных характеристик идеального и реального ограничителей амплитуды?
11. Какие параметры определяют свойства ограничителей амплитуды?
12. Каковы схема и принцип работы диодного ограничителя амплитуды?
13. Нарисуйте схему и объясните работу транзисторного ограничителя амплитуды.
14. Как следует выбирать амплитуду входного сигнала ограничителя амплитуды?
15. Благодаря чему и при каких условиях в детекторе ЧМС можно получить лучшее ослабление действия помехи, чем в детекторе АМС?

ЗАДАЧИ

12-1. Определите сопротивления нагрузочных резисторов и коэффициент передачи дифференциального детектора по исходным данным примера 12-1, если он применяется в ламповом приемнике при $R_ф + R_{вх} = 6 \cdot 10^5$ Ом и $П_{ч.д} = 225$ кГц.

О т в е т: $R_1 = R_2 = 300$ кОм; $K_д = 0{,}98$; $K_{ч.д} = 0{,}23$.

12-2. Какова должна быть амплитуда входного сигнала ограничителя амплитуды, если его пороговое напряжение $U_{пор} = 0{,}3$ В и $m_п = 0{,}4$?

Ответ: 0,5 В.

12-3. Определите выигрыш в отношении сигнал/помеха при переходе от амплитудной модуляции к частотной в случае действия шумовой помехи, если максимальная девиация частоты $\Delta f_m = 150$ кГц, а наибольшая частота модуляции $F_{макс} = 10$ кГц.

Ответ: 26.

ГЛАВА 13

ОСОБЕННОСТИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

13-1. ХАРАКТЕРИСТИКА ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ ЧЕРНО-БЕЛОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Телевизионный сигнал состоит из трех компонентов: изображения, управления работой телевизионного приемника (синхронизации) и звукового сопровождения. Первые две составляющие создаются передатчиком с амплитудной модуляцией и передачей одной боковой (верхней) полосы с неполным подавлением несущей, а третья — передат-

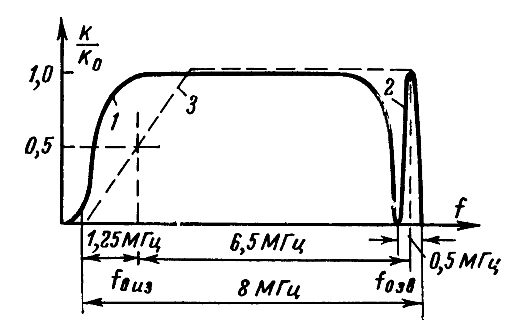


Рис. 13-1.

чиком с частотной модуляцией. Оба передатчика работают на общую антенну. По стандарту, принятому в СССР, несущая частота передатчика звукового сопровождения $f_{0зв}$ на 6,5 МГц выше несущей частоты передатчика изображения $f_{0из}$. Огибающая спектра сигналов изображения и управления имеет вид кривой *1* (рис. 13-1), а сигнала звукового сопровождения — кривой *2*. Согласно рисунку полная ширина спектра телевизионного сигнала составляет 8 МГц. Для обеспечения передачи сигнала при допустимом уровне искажений несущая частота сигнала должна в 5 — 10 раз превышать ширину его спектра. Следовательно, несущая частота сигнала изображения должна быть выше 40 МГц. Это обстоятельство определяет использование метрового и

дециметрового диапазонов волн для систем телевидения. В СССР определено 12 частотных каналов для передачи телевизионных программ. Для приема сигналов любого из этих каналов в современных приемниках имеется 12 фиксированных настроек на каждый из них.

Из-за отмеченных в § 1-3 недостатков приемников прямого усиления, особенно сильно проявляющихся в диапазонах декаметровых и более коротких волн, в нашей стране телевизионные приемники строятся только по супергетеродинной схеме. На рис. 13-2 изображена типовая структурная схема, по которой выполняется большинство современных телевизионных приемников. Ее первые три элемента (ВЦ, УРС и ПЧ) имеют 12 комплектов избирательных систем и обеспечивают настройку на любой из 12 каналов телевизионных программ.

В канале промежуточной частоты имеется два сигнала: АМС (изображения и синхронизации) и ЧМС (звукового сопровождения). Детектор АМС преобразует их следующим образом. За счет детектирования АМС на нагрузке детектора создается напряжение, соответствующее его закону модуляции. Это напряжение усиливается видеоусилителем (ВУ) и используется для управления работой электронно-лучевой трубки. Воздействие на детектор несущей частоты сигнала изображения и ЧМС создает режим детектирования двух сигналов: одного —

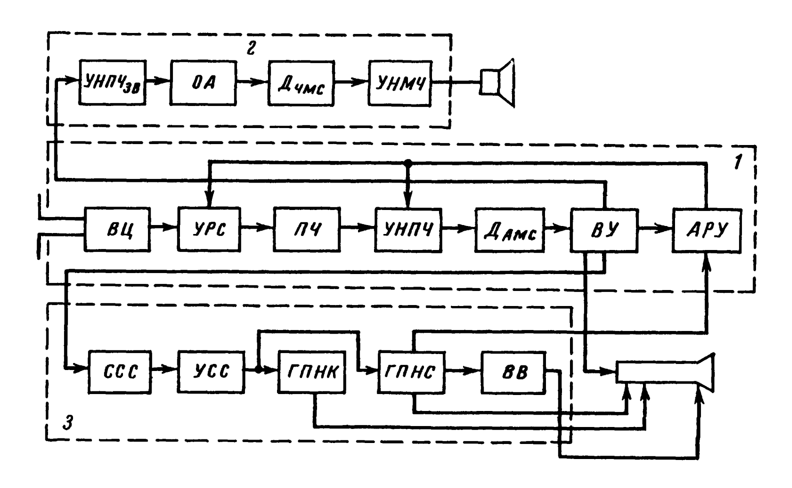


Рис. 13-2.

с постоянной амплитудой и частотой и второго — с постоянной амплитудой, но переменной частотой. За счет этого на нагрузке детектора выделяется напряжение разностной частоты. Его амплитуда получится постоянной, а частота будет изменяться по закону модуляции второго сигнала, т. е. по закону модуляции ЧМС звукового сопровождения. Среднее значение частоты этого сигнала окажется равным разности между несущими частотами сигналов изображения и звукового сопровождения, т. е. 6,5 МГц (см. рис. 13-1). Поэтому для его выделения в нагрузке ВУ применяется избирательная система — обычно два связанных колебательных контура, настроенных на данную частоту. Напряжение этой частоты поступает в канал звукового сопровождения,

элементы которого заключены в штриховой прямоугольник 2. Он состоит из усилителя напряжения промежуточной частоты звука (УНПЧ$_{зв}$), настроенного на частоту 6,5 МГц, ограничителя амплитуды (ОА), детектора ЧМС и усилителя напряжения модулирующей частоты звука (УНМЧ). К выходу последнего подключается громкоговоритель. При использовании дробного детектора ограничитель амплитуды может отсутствовать.

Система АРУ предназначена для поддержания постоянства видеосигнала, подводимого к катоду кинескопа. Для этого управляющее напряжение АРУ регулирует усиление каскада УРС и обычно первого каскада УНПЧ. Оно создается за счет выпрямления строчных синхронизирующих импульсов, так как их амплитуда не зависит от характера передаваемого изображения, а прямо пропорциональна уровню принимаемого сигнала (уровню несущей в радиовещательном сигнале). Для этого до выпрямителя АРУ в специальном каскаде стробируются импульсы синхронизации, поступающие с выхода видеоусилителя и с выхода системы строчной развертки. При их совпадении во времени, характеризующем наличие синхронизации, выпрямитель создает управляющее напряжение. Модулирующее напряжение телевизионного АМС кроме видеосигнала содержит специальные импульсные сигналы, синхронизирующие работу системы развертки кинескопа. Эти импульсы передаются в интервалы времени, в течение которых происходит переход от одной строки к другой (строчная синхронизация) и от одного кадра изображения к другому (кадровая синхронизация). Благодаря этому они не влияют на информативную часть сигнала изображения. Кроме того, по своей амплитуде они отличаются от сигнала изображения, находясь в области «чернее черного». За счет этого их можно выделить из выходного напряжения видеоусилителя с помощью обычного ограничителя амплитуды по минимуму, который в телевидении называют селектором синхронизирующих сигналов (ССС). После усиления в усилителе синхронизирующих импульсов (УСС) синхронизирующие импульсы подводятся к генераторам пилообразного напряжения развертки изображения по кадрам (ГПНК) и по строкам (ГПНС). Выходные напряжения этих генераторов позволяют синхронизировать движение луча кинескопа по экрану с движением луча на передающей трубке передатчика. Кроме того, за счет выпрямления усиленных строчных синхронизирующих импульсов в специальном высоковольтном выпрямителе (ВВ) создается постоянное напряжение для питания анода кинескопа (около 15—20 кВ). Детальное описание системы управления движением луча по экрану кинескопа приводится в пособиях по телевидению, а также в описаниях схем телевизоров [21] и не входит в задачу настоящей книги.

13-2. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ КАНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

На рис. 13-2 элементы канала изображения заключены в штриховой прямоугольник *1*. Их иногда называют общим каналом телевизора, поскольку в нем совместно проходят все три компоненты телевизионного сигнала.

В § 5-7, 6-7, 6-8 и 9-3 рассмотрены специфические особенности построения входных цепей, усилителей радиосигнала и преобразователей частоты телевизионных приемников. Конструктивно эти элементы вы-

полняются в общем стандартизованном блоке переключателя телевизионных каналов (ПТК). В настоящее время используются его десятая и одиннадцатая модификации В последней подстройка частоты гетеродина осуществляется с помощью варикапа, включаемого параллельно гетеродинному контуру (см. рис. 6-10). Схемы ПТК и параметры его элементов приводятся в описаниях телевизоров

Оценим повышение чувствительности телевизионного приемника (с учетом только его собственных шумов), которое дает применение каскодного усилителя радиосигнала, выполненного на двойном триоде типа 6Н23П, применяемом в последних модификациях телевизоров. Обычно в преобразователе частоты используется триод-пентод типа 6Ф1П. На входе усилителя радиосигнала и преобразователя частоты, как правило, имеет место режим согласования. Решение этой задачи выполним, используя следующие два примера.

Пример 13-1. Вычислить коэффициент шума преобразователя частоты телевизионного приемника, выполненной на лампе типа 6Ф1П в режиме согласования при полном включении входа лампы к контуру для первого (49,75 МГц) и двенадцатого (226 МГц) каналов Режим работы преобразователя соответствует данным примера 9-4 ($S_{пр}$ = = 0,925 мА/В), а его схема — рис. 9 6. Гетеродин увеличивает коэффициент шума пентодной части лампы на 20%. По данным таблицы П2-1 определяем параметры пентодной части лампы: $C_{gк} = 5{,}1$ пФ; $Б = 45 \cdot 10^{-21}$ См/Гц^2.

По формуле (4-11) вычисляем входную проводимость лампы для первого $g_{gк1} = 45 \cdot 10^{-21} \cdot 49{,}75^2 \cdot 10^{12} = 1{,}12 \cdot 10^{-4}$ См и для двенадцатого каналов $g_{gк12} = 2{,}3 \cdot 10^{-3}$ См. Согласно схеме рис. 9-6 емкость входного колебательного контура преобразователя частоты состоит из входной емкости лампы, емкости монтажа и собственной емкости контурной катушки. Будем считать емкость монтажа 5 пФ и емкость катушки 0,9 пФ. Тогда из формулы (6-54) эквивалентная емкость колебательного контура $C_э = 0 + 0 + 0{,}9 + 0 + 5{,}1 + 5 = 12$ пФ. Полагая собственное затухание катушки равным 0,02, по формуле (5-18) вычисляем собственную резонансную проводимость колебательного контура для первого канала $g_1 = 0{,}02 \cdot 6{,}28 \cdot 49{,}75 \cdot 10^6 \cdot 12 \cdot 10^{-12} = 75 \cdot 10^{-6}$ См и для двенадцатого канала $g_{12} = 0{,}02 \cdot 6{,}28 \cdot 226 \cdot 10^6 \cdot 12 \cdot 10^{-12} = 34 \cdot 10^{-5}$ См Для ламп пальчиковой серии коэффициент входного шума (см. § 4-3) равен 3,9. Шумовое сопротивление пентодной части лампы вычисляем по формуле (4-53), подставляя крутизну преобразования (0,925 мСм):

$$R_ш = \frac{11 \cdot 10^{-3}}{(11 + 2{,}7)\, 10^{-3}} \left(\frac{2{,}5}{925 \cdot 10^{-6}} + 20 \frac{2{,}7 \cdot 10^{-3}}{925^2 \cdot 10^{-12}} \right) = 53 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Вычисляем коэффициент шума преобразователя частоты в режиме согласования по формуле (6-50) для первого канала:

$$Ш_{с1} = 2 + \frac{(3{,}9 - 1)\, 1{,}12 \cdot 10^{-4}}{75 \cdot 10^{-6} + 1{,}12 \cdot 10^{-4}} + $$
$$+ 4 \cdot 53 \cdot 10^3 (75 \cdot 10^{-6} + 1{,}12 \cdot 10^{-4}) = 43{,}3$$

и для двенадцатого канала

$$Ш_{с12} = 2 + \frac{(3{,}9 - 1)\, 2{,}3 \cdot 10^{-3}}{34 \cdot 10^{-5} + 2{,}3 \cdot 10^{-3}} + 4 \cdot 53 \cdot 10^3 (34 \cdot 10^{-5} + 2{,}3 \cdot 10^{-3}) = 564$$

С учетом шумов гетеродина полный коэффициент шума преобразователя частоты $Ш_{с1п} = 1{,}2 \cdot 43{,}2 = 52$ и $Ш_{с12п} = 1{,}2 \cdot 564 = 675$.

Пример 13-2. Вычислить коэффициент шума телевизора для первого и двенадцатого каналов, если на его входе включен каскодный усилитель, выполненный на лампе типа 6Н23П, а вторым каскадом является преобразователь частоты, рассчитанный в примере 13-1. Параметры входного колебательного контура считать такими же, как в примере 13-1. Из таблицы П2-1 для лампы типа 6Н23П находим $S = 10{,}5$ мА/В; $Б = 4010^{-21}$ См/Гц^2; $R_ш = 240$ Ом.

По формуле (4-11) для первого канала $g_{gк1} = 40 \cdot 10^{-21} \cdot 49{,}75^2 \times 10^{12} = 1 \cdot 10^{-4}$ См и для двенадцатого канала $g_{gк12} = 40 \cdot 10^{-12} \cdot 226^6 \times 10^{-12} = 2{,}05 \cdot 10^{-3}$ См.

Коэффициент шума триодного усилителя в режиме согласования в соответствии с формулой (6-50) для первого канала

$$Ш_{с1} = 2 + \frac{(3{,}9 - 1)\, 10^{-4}}{75 \cdot 10^{-6} + 10^{-4}} + 4 \cdot 240\,(75 \cdot 10^{-6} + 10^{-4}) = 5$$

и для двенадцатого канала

$$Ш_{с12} = 2 + \frac{(3{,}9 - 1)\, 2{,}05 \cdot 10^{-3}}{34 \cdot 10^{-5} + 2{,}05 \cdot 10^{-3}} + 4 \cdot 240\,(34 \cdot 10^{-5} + 2{,}05 \cdot 10^{-3}) = 8{,}5$$

На основании формулы (6-3) и данных § 6-12 коэффициент усиления по мощности первого каскада, выполненного по схеме с общим катодом, на первом канале

$$K_{P1} \approx S/g_{gк} = 10{,}5 \cdot 10^{-3}/10^{-4} = 105;$$

на двенадцатом канале

$$K_{P12} = 10{,}5 \cdot 10^{-3}/2{,}05 \cdot 10^{-3} = 5{,}12.$$

Согласно сказанному в § 6-12 и формуле (4-64) коэффициент шума каскодной схемы для первого канала

$$Ш_{1к} \approx Ш_1 + \frac{Ш_1 - 1}{K_{p1}} = 5 + \frac{5 - 1}{105} = 5{,}05$$

и для двенадцатого канала

$$Ш_{12к} \approx 8{,}5 + \frac{8{,}5 - 1}{5{,}12} = 10.$$

Будем полагать усиление по мощности каскодной схемы равным усилению ее первого каскада, так как усиление второго каскада практически равно единице. Тогда в соответствии с формулой (4-64) коэффициент шума усилителя радиосигнала и преобразователя частоты для первого канала

$$Ш_{1пр} = 5{,}05 + \frac{52 - 1}{105} = 5{,}54$$

и для двенадцатого канала

$$Ш_{12пр} = 10 + \frac{675 - 1}{5{,}12} = 142.$$

Данные примеров 13-1 и 13-2 показывают существенное уменьшение коэффициента шума телевизора в случае применения каскодного триодного усилителя, особенно для двенадцатого канала. Характеристическое сопротивление телевизионных кабелей равно 75 Ом. Будем полагать, что внешние помехи много меньше собственных шумов приемника ($t_A = 1$), коэффициент передачи кабеля $K_{Pф} = 0{,}9$; $П_{эф} =$

$= 8$ МГц и $\gamma = 10$. Тогда согласно формуле (4-72) для температуры 290 К чувствительность телевизора без усилителя радиосигнала для первого канала $E_{A01} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 75 \cdot 8 \cdot 10^6 \cdot 10 \ (1 - 1 + 52/0,9)} = 23,4 \cdot 10^{-6}$ В и для двенадцатого канала соответственно $E_{A012} = 85 \cdot 10^{-6}$ В. При наличии каскодного усилителя радиосигнала для первого канала $E'_{A01} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 75 \cdot 8 \cdot 10^6 \cdot 10 \ (1 - 1 + 5,54/0,9)} = 7,6 \cdot 10^{-6}$ В и для двенадцатого канала $E'_{A012} = 38,6 \times 10^{-6}$ В. Следовательно, каскодный усилитель увеличивает чувствительность телевизионного приемника по напряжению в 2—3 раза.

Избирательные системы тракта промежуточной частоты канала изображения (ПЧ + УНПЧ) выбираются так, чтобы их кривая избирательности была близка к штриховой кривой *3* на рис. 13-1. Ее характерной особенностью является то, что она обеспечивает ослабление несущей частоты сигнала изображения в два раза по отношению к остальным составляющим телевизионного сигнала. Согласно кривой *3* полоса пропускания тракта промежуточной частоты должна быть около 7 МГц. Для ее обеспечения промежуточная частота канала изображения выбирается около 35—40 МГц, а избирательная система формируется из нескольких расстроенных резонансных (или пар связанных) контуров. Это позволяет получить наибольшее усиление при минимальном числе каскадов (см. § 7-3). В некоторых последних модификациях телевизоров («Старт-6») в преобразователе частоты применяют многоконтурные фильтры сосредоточенной избирательности (ФСИ), описанные в § 7-5. При наличии ФСИ, обеспечивающих необходимую избирательность по соседним каналам, в УНПЧ могут применяться резисторные каскады, описанные в § 7-6.

Детекторы АМС современных телевизоров обычно являются последовательными и выполнены на полупроводниковых диодах. Их верхняя граничная частота согласно сказанному ранее должна быть равна 7 МГц, поэтому при минимально осуществимой емкости конденсатора нагрузки (8 15) нельзя брать больших сопротивлений нагрузочных резисторов. Так, при $C = 20$ пФ и $m_{макс} = 0,8$ из формулы (8-18) получим:

$$R \leqslant \frac{\sqrt{1 - 0,8^2}}{6,28 \cdot 7 \cdot 10^6 \cdot 0,8 \cdot 2 \cdot 10^{-11}} = 860 \text{ Ом}$$

При таком сопротивлении нагрузочного резистора коэффициент передачи и входное сопротивление детектора окажутся очень низкими. Для их повышения последовательно с нагрузочным резистором включают корректирующую индуктивность $L_{кор}$, показанную на рис. 13-3. Она позволяет при прочих равных условиях увеличить нагрузочное сопротивление детектора в 1,5—2 раза и повысить его коэффициент передачи и входное сопротивление. Действие этой индуктивности можно пояснить следующим образом. Согласно рис. 13-3 в нагрузке детектора образуется параллельный контур $L_{кор}C$. Выбирая его собственную частоту вблизи верхней граничной частоты низкочастотного тракта, достигают подъема амплитудно-частотной характеристики детектора в этой области частот вместо ее завала при наличии одного конденсатора (см. рис. 8-7). Нагрузочный резистор оказывается включенным в колебательный контур и способствует расширению его кривой избирательности, а следовательно, и увеличению верхней граничной частоты каскада.

Поскольку верхняя граничная частота оказывается достаточно близкой к промежуточной, то при малой емкости конденсатора C в на-

грузке детектора фильтрация напряжения промежуточной частоты оказывается недостаточной. Для ее увеличения между выходом детектора и входом видеоусилителя включается специальный дроссель *Др*. Он вместе с входной емкостью усилителя образует добавочный фильтр, увеличивающий фильтрацию напряжения промежуточной частоты.

На рис. 13-3 показана типовая схема видеоусилителя, имеющего три выхода в соответствии со сказанным в § 13-1. Два индуктивно связанных контура L_1C_1 настраиваются на частоту 6,5 МГц и позволяют выделить напряжение промежуточной частоты канала звукового сопровождения. Чтобы это напряжение не поступало на кинескоп и в селек-

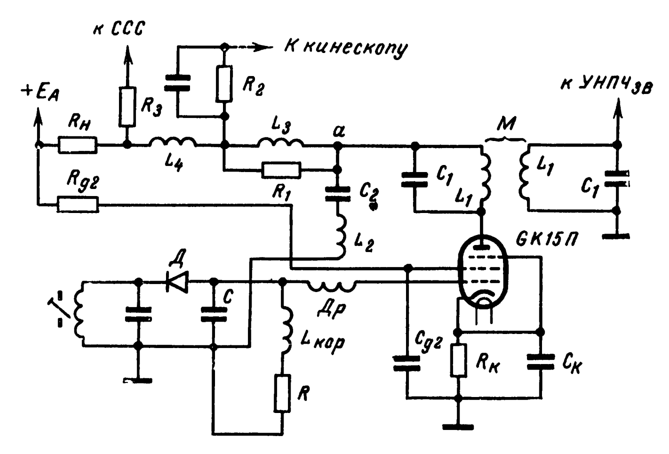


Рис. 13-3.

тор синхронизирующих импульсов, включается фильтрующий контур L_2C_2. Он настраивается на частоту 6,5 МГц и делает потенциал точки *a* для токов данной частоты равным потенциалу шасси. Благодаря этому все остальные элементы анодной цепи лампы не влияют на ее усилительные свойства вблизи частоты 6,5 МГц. Чтобы этот колебательный контур слабо влиял на усиление видеосигнала, его полоса пропускания должна быть равной ширине спектра ЧМС звукового сопровождения, т. е. составлять 150—250 кГц. Для этого эквивалентное затухание колебательного контура должно соответствовать формуле (4-28)

$$\delta_э = \frac{0,15 \div 0,25}{6,5} = 0,028 \div 0,035.$$

Остальные элементы анодной цепи R_1, L_3, L_4 и $R_н$ образуют нагрузку лампы для видеосигнала. Катушки индуктивности служат для подъема амплитудно-частотной характеристики в области верхних частот (примерно так же, как в схеме детектора) с целью увеличения усиления и расширения полосы пропускания.

С помощью разделительных резисторов R_2 и R_3 усиленный сигнал подводится к кинескопу и системе выделения синхронизирующих импульсов.

Для усиления напряжения промежуточной частоты сигнала звукового сопровождения обычно используются два ламповых или транзис-

торных каскада. Их избирательными системами служат пары связанных контуров.

В качестве детектора ЧМС чаще используется дробный детектор, который не требует применения ограничителя амплитуды. В некоторых телевизорах («Старт-6») в первом каскаде УНПЧ$_{зв}$ осуществляется ограничение амплитуды с помощью двух диодов, как описано в § 12-3. После детектора ЧМС сигнал звукового сопровождения поступает на усилитель звуковых частот (один или два каскада)

Принципиальные схемы каналов изображения и звукового сопровождения приводятся в описаниях телевизоров На них, как правило, указываются параметры всех элементов.

Огибающая спектра сигналов цветного телевидения по принятому в нашей стране стандарту соответствует рис. 13-1. Поэтому основные характеристики трактов радиосигнала и первой промежуточной частоты телевизоров черно-белого и цветного изображения практически одинаковы. Различия имеют место в системе разделения сигналов за счет присутствия в телевизорах цветного изображения элементов, обеспечивающих выделение составляющих основных цветовых компонент. Следовательно, характеристики основных каналов телевизоров черно-белого изображения, описанные в данной главе, соответствуют аналогичным характеристикам телевизоров цветного изображения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Из каких компонентов состоит телевизионный сигнал? Каково их назначение? Каков спектр телевизионного сигнала?
2. Нарисуйте структурную схему телевизионного приемника и объясните назначение ее элементов
3. Какими элементами структурной схемы разделяются компоненты телевизионного сигнала?
4. Какие элементы образуют каналы: изображения, звукового сопровождения и управления работой кинескопа?
5. Какие элементы структурной схемы управляют движением луча на экране кинескопа?
6. Каковы особенности элементов радиотракта телевизионного приемника?
7. По каким схемам выполняются усилители напряжения промежуточной частоты каналов изображения и звукового сопровождения? Чем определяются их полосы пропускания и почему?
8. Каковы отличительные особенности детектора АМС и видеоусилителя в телевизионных приемниках?
9. Каково назначение фильтра L_2C_2 в схеме, изображенной на рис 13-3?

ГЛАВА 14

ПРАВИЛА ПОСТРОЕНИЯ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ РАДИОПРИЕМНИКОВ

14-1. ОСНОВНЫЕ ЦЕПИ КАСКАДОВ

Принципиальной схемой радиоприемника называют графическое изображение всех его элементов, содержащихся в каждом каскаде, и соединений между этими элементами. Для выполнения таких схем применяется общепринятая система условных обозначений, описанная в ли-

тературе и изучающаяся в курсах основ радиотехники или радиотехнических цепей [14, 15].

Все цепи, образующие принципиальную схему отдельного каскада и всего приемника, по их назначению можно разделить на четыре группы.

1. Цепи переменного тока, по которым сигнал передается от предыдущего каскада к последующему. В нелинейных каскадах (детектор, преобразователь частоты) спектры входного и выходного сигналов существенно отличаются, что должно учитываться при построении схем их входных и выходных цепей. В системе АРУ выходным сигналом является управляющее напряжение.

2 Цепи постоянного тока, обеспечивающие подачу напряжения от источника питания на коллектор (анод и экранную сетку) транзистора (лампы).

3 Цепи постоянного тока, создающие на базе (сетке) напряжение в соответствии с выбранным режимом работы электронного прибора.

4. Цепи переменного (постоянного) тока для питания нитей накала ламп

Составляя принципиальную схему приемника из схем отдельных каскадов, необходимо так электрически соединить входы последующих с выходами предыдущих каскадов, чтобы отмеченные выше первые три цепи не нарушали работоспособности друг друга. Особое внимание при этом следует обращать на то, чтобы соединительные элементы не создавали короткого замыкания для первой и второй цепей, а во второй и третьей цепях — не образовывали разрывов гальванической связи между источниками питания и соответствующими электродами электронных приборов.

В ламповых приемниках нити накала включаются по трем возможным схемам: а) параллельной; б) последовательной; в) смешанной. Параллельная схема чаще всего применяется в приемниках, питающихся от сети переменного тока через выпрямитель с трансформатором. В таких приемниках, как правило, используются лампы с одинаковым напряжением накала (обычно 6,3 В). Последовательная схема используется чаще в приемниках, питающихся от сети постоянного или переменного тока (с выпрямителем без трансформатора). Лампы в таких приемниках выбирают с одинаковым током накала.

Если в приемнике применяются лампы с разным напряжением или током накала, то обычно прибегают к смешанной схеме соединения нитей накала.

Через емкости катод — нить накала могут образовываться вредные обратные связи между различными каскадами. Особенно сильными они оказываются в диапазонах метровых и более коротких волн, так как в данных диапазонах сопротивление указанной емкости становится малым. Для устранения этих связей нити накала ламп радиотракта таких приемников включают через фильтры, состоящие из последовательно включенных дросселей и параллельно включенных конденсаторов с заземленной средней точкой. Такие же фильтры включают в цепи нитей подогрева катодов ламп первых каскадов УНПЧ при высокой промежуточной частоте.

14-2. ПОСТРОЕНИЕ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ МЕЖДУ СМЕЖНЫМИ КАСКАДАМИ

Смежными каскадами в приемнике называют те, в которых выходной сигнал предыдущего каскада через соединительные цепи подводится на вход последующего каскада. Рассматривая особен-

ности соединения смежных каскадов на отдельных примерах, выясним основные правила построения принципиальной схемы приемника.

1. **Соединение входной цепи с усилителем радиосигнала (преобразователем частоты).** В данном случае соединительные цепи должны обеспечить подачу выходного сигнала входной цепи на участок база — эмиттер транзистора (сетка — катод лампы) и необходимого напряжения смещения на базу (сетку) электронного прибора первого каскада приемника. Иначе говоря, соединительные элементы должны образовать первую и третью цепи по классификации, приведенной в § 14-1.

Роторы в блоке конденсаторов переменной емкости, с помощью которых настраиваются колебательные контуры радиотракта приемника, обычно соединяются с шасси. Эмиттер (катод) электронного прибора первого каскада за счет конденсатора $C_э(C_к)$, включенного параллельно эмиттерному (катодному) резистору (см. рис. 4-1, 5-2, 6-1, 6-2, 7-2, 9-3) для токов частоты сигнала также соединен с шасси приемника. Поэтому подключенный к шасси полюс колебательного контура входной

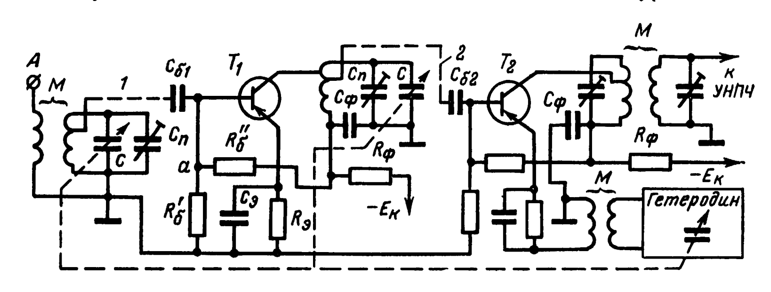


Рис. 14-1.

цепи для токов частоты сигнала оказывается соединенным с эмиттером (катодом) электронного прибора первого каскада приемника, если он построен по схеме с общим эмиттером (катодом). Если первый каскад приемника построен по схеме с общей базой (сеткой), то для токов частоты сигнала окажется соединенной с шасси база (сетка) электронного прибора Таким образом, полюсы колебательного контура входной цепи и вход электронного прибора первого каскада, имеющие нулевой потенциал для токов частоты сигнала, оказываются соединенными друг с другом через шасси. Следовательно, для подведения выходного сигнала ВЦ ко входу первого каскада радиотракта следует соединить высокопотенциальный полюс выхода ВЦ с высокопотенциальным электродом входа электронного прибора первого каскада, т. е. с базой (сеткой) при схеме с общим эмиттером или с эмиттером (катодом) в случае схемы с общей базой (сеткой). Сказанное иллюстрируется штриховой линией *1* на рис. 14-1. Здесь схема ВЦ соответствует рис. 5-4, *б*, а схема первого каскада приемника — рис. 4-1. Конденсатор $C_{б1}$ предотвращает замыкание резистора $R'_б$ по постоянному току через нижнюю часть катушки контура ВЦ. Этот резистор обеспечивает постоянное напряжение на базе, нужное для выбранного режима работы транзистора. Чтобы на конденсаторе $C_{б1}$ не происходило большого падения напряжения сигнала, выбор его емкости определяется по методикам, описанным в § 6-2. Таким образом, включение одного конденсатора $C_{б1}$ обеспечивает нор-

мальную работу первой и третьей цепей, других элементов для образования рассматриваемого соединения не требуется.

Если первым каскадом приемника является преобразователь частоты, то в случае построения его по схеме, изображенной на рис. 9-5, соединение входа ПЧ с выходом ВЦ можно осуществить также через разделительный конденсатор $C_б$, так как вход этого преобразователя идентичен входу каскада резонансного усилителя (см. рис. 4-1).

В случае регулировки усиления первого каскада системой АРУ (см. рис. 11-2, *а*) выход фильтра АРУ надо было бы подключать к точке *а* схемы, изображенной на рис. 14-1 (к базе транзистора). Но при этом конденсатор фильтра АРУ оказывается включенным параллельно участку база — эмиттер транзистора. Благодаря очень малому сопротивлению для токов частоты сигнала этот конденсатор замкнет накоротко вход первого каскада, т. е. нарушит работоспособность первой цепи. Поэтому постоянное напряжение на базу транзистора в этом случае следует подавать через контурную катушку входной цепи и через провод, показанный штриховой линией *1* на рис. 14-2 Включение конденсатора фильтра АРУ в колебательный контур практически не скажется на диапазонных свойствах контура, так как емкость этого конденсатора намного порядков больше максимальной емкости контура Конденсатор $C_б$, необходимый в схеме, изображенной на рис. 14-1, в данном случае не нужен. При включении этого конденсатора цепь базы по постоянному току оказывается разорванной, что исключает подачу на нее постоянных напряжений.

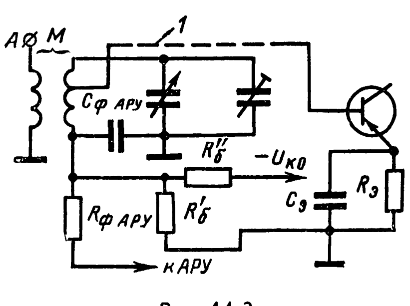


Рис. 14-2.

Аналогично выполняются соединительные цепи в ламповом приемнике. Поскольку напряжение смещения в ламповых каскадах создается на катодном резисторе, то его обычно подают через контурную катушку входной цепи. При регулировке усиления первого каскада системой АРУ управляющее напряжение также можно подводить через контурную катушку, включив конденсатор фильтра АРУ в колебательный контур, как показано на рис. 11-4.

2. **Соединение двух каскадов высокочастотного тракта** должно обеспечивать работоспособность первых трех цепей, определенных в § 14-1.

Если предыдущим каскадом является резонансный усилитель с последовательным питанием коллекторной цепи, то по контурной катушке протекает коллекторный ток транзистора. Поэтому она не может быть использована для подачи нужных постоянных напряжений на базу транзистора следующего каскада. Для подачи этих напряжений чаще всего используют катушку связи, с помощью которой напряжение полезного сигнала подводится с выхода предыдущего на вход последующего каскада. Сказанное иллюстрируется рис. 14-3.

Если предыдущий каскад является резонансным усилителем с параллельной схемой питания (см. рис. 6-1, *в*), то катушку колебательного контура можно использовать для подачи постоянных напряжений на базу (см. рис. 14-2).

В случае применения в предыдущем каскаде в качестве избирательной системы двух или более связанных колебательных контуров (см. рис. 5-2 и 7-2) ее первый и последний контуры не имеют гальванической связи друг с другом. Поэтому первый колебательный контур можно использовать для подачи питающего напряжения на коллектор транзистора предыдущего каскада, а последний — для подведения постоянных напряжений на базу транзистора следующего каскада. При регу-

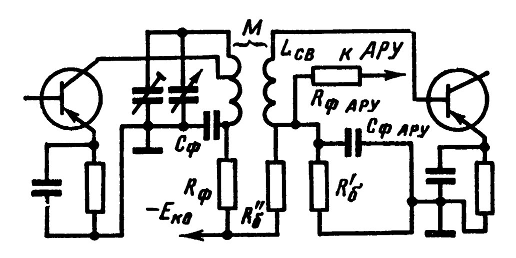


Рис. 14-3.

лировке усиления последующего каскада системой АРУ конденсатор фильтра АРУ включается в последний колебательный контур аналогично схеме, изображенной на рис. 14-2.

Если предыдущий каскад выполнен по резисторной схеме (см. рис. 7-8), вход следующего каскада можно подключить только через разделительный конденсатор $C_б$. При этом управляющее напряжение системы АРУ на следующий каскад нельзя подавать по схеме, изображенной на рис. 11-2, *а*, так как конденсатор фильтра АРУ замкнет накоротко вход следующего каскада для токов частоты сигнала. Для подачи управляющего напряжения можно воспользоваться схемой, изображенной на рис. 14-4.

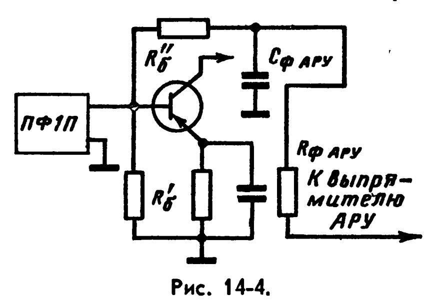


Рис. 14-4.

В пьезоэлектрических и пьезокерамических фильтрах резонаторы не пропускают постоянный ток, благодаря чему вход и выход таких фильтров не имеют гальванической связи. Поэтому выход фильтра может быть непосредственно (без разделительного конденсатора $C_б$) подключен ко входу следующего каскада, если в нем обеспечено постоянное напряжение на базе транзистора (например, от делителя $R'_б$ и $R''_б$ на рис. 4-1). Однако при этом управляющее напряжение системы АРУ нельзя подавать по схеме, изображенной на рис. 11-2, *а*, так как последний резонатор фильтра не пропустит постоянное напряжение на вход последующего каскада. Управляющее напряжение в этом случае можно подводить по схеме рис. 14-4. Если система АРУ работает с задержкой, то напряжение задержки и параметры цепочки $R'_б$ и $R''_б$ выбирают так, чтобы обеспечивалось необходимое исходное смещение на базе транзистора.

3. **Соединение высокочастотного каскада с детектором.** Если избирательная система каскада имеет два и более связанных колебательных контурсв, то ее последний контур можно использовать для замыкания цепи диода по постоянному току и выполнять детектор по последовательной схеме. Такой вариант схемы показан на рис. 8-3, *а*. В данном случае не требуется дополнительных соединительных элементов. Когда избирательная система каскада состоит из одного колебательного контура и он используется для подачи коллекторного напряжения на транзистор, то детектор выполняют по параллельной схеме (см. рис. 8-3, *б*). Соединительным элементом между каскадами в этом случае служит конденсатор *С*. При необходимости иметь последовательную схему детектора для передачи сигнала от каскада ко входу детектора применяют катушку связи (см. рис. 8-10).

Способы соединения выхода детектора со входом усилителя напряжения модулирующей частоты достаточно подробно описаны в § 8-2.

14-3. СПОСОБЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ПОДДИАПАЗОНОВ

В подавляющем большинстве современных приемников, имеющих более двух поддиапазонов, их переключение производится специальным переключателем поддиапазонов. С его помощью для каждого поддиапазона во всех колебательных контурах радиотракта и гетеродина включается отдельный комплект катушек. Это в значительной степени облегчает налаживание приемника, так как к каждой катушке подключается свой подстроечный конденсатор и первичная настройка колебательных контуров различных поддиапазонов является *независимой*. Применение катушек с магнитными сердечниками позволяет подгонять их индуктивность и значительно уменьшить размеры. Поэтому при использовании малогабаритных полупеременных конденсаторов общие размеры всех колебательных контуров радиотракта оказываются сравнительно малыми даже при большом числе поддиапазонов [20, 25]. Работа подобного переключателя поддиапазонов рассматривается при разборе схемы приемника в § 14-5.

В приемниках километровых и гектометровых волн с двумя поддиапазонами иногда переключение поддиапазонов осуществляется разделением контурных катушек на две секции. Для более длинноволнового поддиапазона в колебательный контур включается вся катушка, а для более коротковолнового — одна секция. Однако при этом первичное налаживание колебательного контура для обоих поддиапазонов оказывается взаимозависимым. Кроме того, при работе на более коротковолновом поддиапазоне «свободная» (невключенная) часть катушки вместе с монтажными емкостями и собственной емкостью образует колебательный контур, который будет влиять на работающий контур. Для устранения этого «свободную» секцию катушки обычно замыкают накоротко с помощью переключателя поддиапазонов.

14-4. ПРАВИЛА ЧТЕНИЯ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ ПРИЕМНИКОВ

Чтение принципиальной схемы включает в себя умение определить: 1) назначение каждого каскада и каждого элемента; 2) основные характеристики и параметры каскадов; 3) структурную схему приемника; 4) основные характеристики и параметры приемника. Сказанное показывает, сколь большая информация может быть получена при умении

читать принципиальную схему, что особенно важно при налаживании и ремонте приемника.

Выясним основные правила чтения принципиальных схем.

Определение целевого назначения каждого каскада выполняется по следующим признакам: а) вид схемы и параметры нагрузки; б) тип и способ включения в схему электронного прибора.

1. Входная цепь состоит из избирательных систем, число которых равно числу поддиапазонов приемника. Эти системы коммутируются переключателем поддиапазонов. Характерной особенностью при этом является подключение внешней немагнитной или встроенной ферритовой антенны. В приемниках с переменной настройкой колебательные контуры различных поддиапазонов одноконтурной входной цепи настраиваются одним конденсатором переменной емкости, входящим в общий блок. Выход избирательных систем входной цепи подключается ко входу первого каскада приемника (усилителю радиосигнала или преобразователю частоты).

2. Каскады усилителя радиосигнала приемников с переменной настройкой в качестве нагрузки содержат избирательную систему, состоящую из одиночного колебательного контура, перестраиваемого в диапазоне частот за счет изменения емкости или индуктивности. В радиовещательных, радиолюбительских и связных приемниках контуры радиотракта, как правило, настраиваются конденсаторами переменной емкости. Именно такая настройка контуров описывается в дальнейшем. В каждом колебательном контуре радиотракта многодиапазонных приемников применяются сменные катушки. Их число равно числу поддиапазонов. Настройка каждого колебательного контура на всех поддиапазонах осуществляется одним и тем же конденсатором переменной емкости, для чего к нему с помощью переключателя поддиапазонов подключаются отдельные катушки. В этих каскадах применяются высокочастотные транзисторы (четырехсотой или трехсотой серии) или пентоды (серии К или Ж). Чаще всего электронные приборы включаются по схеме с общим эмиттером (катодом). В приемниках конца метрового и дециметровом диапазонов могут применяться усилители с общей базой (сеткой), обладающие бóльшим устойчивым усилением. В этих же диапазонах применяется каскодное включение электронных приборов, что также позволяет иметь большее устойчивое усиление. В телевизионных приемниках этот каскад выполняется на двойном триоде с целью снижения коэффициента шума.

В приемниках с фиксированной настройкой колебательные контуры имеют только элемент подстройки частоты. В телевизионных приемниках колебательные контуры усилителя радиосигнала обычно не имеют элементов подстройки частоты, о чем говорилось в § 5-7. Усилитель радиосигнала редко содержит более одного каскада.

3. Преобразователи частоты, как правило, в качестве нагрузки имеют избирательную систему с фиксированной настройкой на промежуточную частоту. Во многих типах приемников такой системой служит ФСИ. Электронным прибором в ПЧ является высокочастотный транзистор или пентод, обычно того же типа, который используется в усилителе радиосигнала. Во многих ламповых приемниках в преобразователе частоты применяется комбинированная лампа триод — пентод. Ее триодная часть используется в схеме гетеродина. Характерной особенностью этого каскада является наличие гетеродинной цепи, благодаря которой к нему кроме напряжения сигнала подводится еще и напряжение гетеродина. Для схемы гетеродина характерны условия, обеспечивающие искусственное образование положитель-

ной обратной связи: трехточечное включение колебательного контура к электронному прибору или наличие специальной катушки обратной связи, связанной с контурной катушкой. Об этом говорилось в § 9-2.

В гетеродинах многодиапазонных приемников число сменных контурных катушек, естественно, равно числу поддиапазонов и они коммутируются общим для всего приемника переключателем поддиапазонов.

В современных приемниках преобразователи частоты, как правило, выполняются с отдельным гетеродином и содержат два транзистора или одну двойную лампу.

4. Усилители напряжения промежуточной частоты в качестве нагрузки имеют избирательную систему с фиксированной настройкой. Тракт промежуточной частоты обычно содержит два и более усилительных каскадов. При наличии в преобразователе частоты ФСИ отдельные каскады усилителя напряжения промежуточной частоты транзисторных приемников могут быть резисторными или резонансными. В некоторых приемниках избирательные системы этих каскадов идентичны с теми, которые используются в преобразователе частоты (например, два связанных колебательных контура).

Электронными приборами этих каскадов также являются высокочастотные транзисторы или пентоды. Но в приемниках декаметровых и более коротких волн максимальные рабочие частоты электронных приборов, используемых в УНПЧ, ниже, чем у электронных приборов, применяющихся в радиотракте. Как правило, усиление одного или нескольких каскадов усилителя напряжения промежуточной частоты регулируется системой АРУ.

5. Детектор АМС в качестве нагрузки имеет резистор, зашунтированный конденсатором сравнительно небольшой емкости (в транзисторных приемниках тысячи пикофарад, а в ламповых — сотни пикофарад). Электронным прибором в детекторе АМС служит обычно полупроводниковый диод. Напряжение сигнала к детектору подводится от избирательной системы последнего каскада усилителя напряжения промежуточной частоты (в супергетеродинном приемнике) или от последнего каскада усилителя радиосигнала (в приемнике прямого усиления).

Параллельно всей нагрузке детектора или ее части, как правило, включается переходная цепочка с ручным регулятором громкости. В приемниках второго и третьего классов детектор АМС обычно служит и выпрямителем системы АРУ.

6. Детекторы ЧМС современных приемников строятся по схеме дифференциального или дробного детектора. В них используются два полупроводниковых диода, к каждому из которых последовательно подключается своя нагрузочная цепочка.

Выходное напряжение детектора через переходную цепочку, в которую часто входит ручной регулятор громкости, подается на вход первого каскада усилителя напряжения модулирующей частоты.

7. Транзисторный ограничитель амплитуды по своей схеме и типу транзистора практически не отличается от каскада усилителя напряжения промежуточной частоты. Но напряжение на коллекторе у него, как правило, меньше за счет использования специального делителя напряжения (см. рис. 12-14).

Диодный ограничитель амплитуды характеризуется включением двух диодов параллельно колебательному контуру избирательной системы, находящейся на входе детектора ЧМС.

8. Каскад усилителя напряжения модулирующей частоты нагружен резистором. В этих каскадах

применяются низкочастотные транзисторы (например, сороковой серии), пентоды (серии С) и триоды (серий С или Н), включенные по схеме с общим эмиттером (катодом). Если выходной каскад приемника выполнен по двухтактной схеме, то предпоследний каскад имеет фазоинверсную схему. Ее характерной особенностью является наличие двух выходов, напряжения которых равны, но противоположны по фазе, что требуется для работы последующего двухтактного каскада. Достигается это двумя способами. В первом случае включают два нагрузочных резистора: один — в цепь коллектора (анода), другой — в цепь эмиттера (катода). Во втором случае в коллекторную (анодную) цепь ставят трансформатор, вторичная обмотка которого имеет среднюю точку, соединенную с шасси. Этот трансформатор является низкочастотным и имеет железный или пермаллоевый сердечник, что отличает его от высокочастотных трансформаторов по условному изображению на схеме (жирная полоса между обмотками, как показано на рис. 14-5).

9. Выходные каскады радиовещательных и радиолюбительских приемников обычно являются усилителями мощности. Они должны обеспечивать нормальную работу громкоговорителя или наушников. В первом случае выходная мощность сигнала составляет от 0,1 до 5—10 Вт, а во втором — около 0,025—0,05 Вт.

Сопротивление громкоговорителей не превышает 10—20 Ом, а наушников 600—2000 Ом, что, как правило, меньше оптимального сопротивления нагрузки транзисторов и особенно ламп. Поэтому на выходе эти каскады обычно имеют согласующие низкочастотные трансформаторы, что также является их характерной особенностью. Электронными приборами в выходных каскадах служат достаточно мощные низкочастотные транзисторы или пентоды (серии П).

В соответствии с требованиями ГОСТ *смежные каскады в принципиальной схеме приемника должны располагаться в один ряд слева направо по ходу основного сигнала.* Если они не умещаются в один ряд, то схему разбивают на два ряда, но во втором (нижнем) ряду расположение каскадов также должно быть слева направо. Это в значительной степени облегчает чтение принципиальной схемы и позволяет определить назначение каскадов с учетом известной их последовательности в структурной схеме.

Определение основных характеристик каскадов (рабочих частот и коэффициентов усиления) производится на основании изучения их принципиальной схемы и спецификации к ней, в которой приводятся параметры основных элементов схемы.

Так, граничные частоты отдельных поддиапазонов приемника (если они не указаны в описании схемы) с известной степенью точности можно определить, вычислив минимальные и максимальные эквивалентные емкости одного из колебательных контуров радиотракта и используя индуктивности контурных катушек.

Промежуточная частота приемника может быть вычислена по параметрам одного из колебательных контуров этого тракта приемника. В случае применения в тракте промежуточной частоты ФСИ она может быть определена по типу фильтра и данным приложения 5.

Коэффициент усиления не может превышать своего устойчивого значения. Поэтому, определив по справочнику параметры электронного прибора каскада, можно вычислить устойчивый коэффициент усиления по формуле (6-32), подставляя в нее максимальную рабочую частоту каскада, найденную указанным ранее способом.

Коэффициент усиления резисторных каскадов ориентировочно можно определить по сопротивлению нагрузочного резистора и пара-

метрам электронных приборов данного и следующего каскадов. Для этого используют формулу (7-46).

Структурную схему приемника и ее полное изображение легко выполнить после установления целевого назначения всех каскадов. Так, например, наличие преобразователя частоты неизбежно определяет построение приемника по супергетеродинной схеме, а его отсутствие — по схеме прямого усиления. Обозначим нелинейные каскады приемника буквами: П — преобразователь частоты и Д — детектор АМС. Число каскадов усилителя радиосигнала обозначим цифрой, стоящей перед буквой П; усилителя напряжения промежуточной частоты — цифрой, помещенной между буквами П и Д; усилителя модулирующего напряжения — цифрой, стоящей после буквы Д. Принятые условные обозначения позволяют весьма кратко записать формулу структурной схемы любого приемника. Например, в супергетеродинном транзисторном приемнике «Россия-301» нет усилителя радиосигнала, есть два каскада усилителя напряжения промежуточной частоты и три каскада усилителя модулирующего напряжения. Следовательно, формула его структурной схемы будет О-П-2-Д-3.

Для детектора ЧМС введем соответствующий индекс у буквы $Д_{чмс}$. Тогда для канала звукового сопровождения телевизора «Рекорд-333» указанная формула запишется так: 1-П-3-Д-2-$Д_{чмс}$-2. Она означает, что он супергетеродинного типа, в нем есть один каскад усилителя радиосигнала, три каскада усилителя первой промежуточной частоты, два каскада усилителя напряжения второй промежуточной частоты (выделяющейся детектором АМС как разность несущих сигналов изображения и звукового сопровождения) и два каскада усилителя напряжения модулирующей частоты.

Определение основных характеристик приемника производят на основании анализа его структурной схемы и характеристик отдельных каскадов. Так, число его рабочих поддиапазонов и их граничные частоты, естественно, совпадают с аналогичными характеристиками входной цепи или усилителя радиосигнала. Максимальная выходная мощность оценивается по типу громкоговорителя в соответствии с расшифровкой его обозначения на схеме, описанной в § 3-2. Полоса пропускания приемника находится по характеристикам имеющегося в нем ФСИ, а при его отсутствии — по характеристикам избирательных систем, использующихся в тракте промежуточной частоты.

Чувствительность приемника с известной степенью точности можно рассчитать делением выходного напряжения последнего каскада УНПЧ на произведение коэффициентов передачи всех каскадов высокочастотного тракта приемника, включая входную цепь. Приближенные значения коэффициентов усиления этих каскадов определяются согласно сказанному ранее в данном параграфе и в главах, посвященных детальному описанию отдельных каскадов. Выходное напряжение УНПЧ в транзисторных приемниках можно полагать равным 0,5—1 В, а в ламповых — 1—2 В.

Применение данных правил чтения принципиальной схемы будет рассмотрено в следующем параграфе.

14-5. РАЗБОР ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ ПРИЕМНИКА

Рассмотрим принципиальную схему транзисторного приемника второго класса «ВЭФ-202», приведенную на рис. 14-5. Каскады на схеме расположены в два ряда. В левом верхнем углу схемы изображены шты-

ревая антенна (ША), используемая обычно в декаметровом диапазоне волн, и гнездо *А* для включения внешней проволочной антенны. Следовательно, цепи, связанные с этими элементами, должны образовывать входную цепь приемника. Кроме того, по правилу расположения каскадов в принципиальной схеме входная цепь, как первый элемент приемника, должна быть самым левым элементом в ее первом (верхнем) ряду.

В приемнике «ВЭФ-202» имеется 7 поддиапазонов: первые пять относятся к декаметровому диапазону волн, шестой — к гектометровому (СВ) и седьмой — к километровому (ДВ) диапазонам. Поскольку схемы колебательных контуров входной цепи и гетеродина для первых четырех поддиапазонов идентичны, то на рис. 14-5 с целью упрощения показаны контуры первого (25 м), пятого (52—75 м), шестого (СВ) и седьмого (ДВ) поддиапазонов. Переключатель поддиапазонов в приемнике — барабанного типа. Катушки и другие смежные элементы каждого поддиапазона расположены на отдельной плате, имеющей серебряные контакты. Они изображены для первого поддиапазона (25 м) справа от линии *I* и слева от линии *II*. Слева от линии *I* и справа от линии *II* показаны неподвижные пружинные контакты. При фиксированном положении переключателя они плотно прижимаются к контактам платы, обеспечивая соединение элементов, смонтированных на плате с остальными элементами приемника. На рис. 14-5 положение контактов переключателя соответствует включению первого — 25-го метрового поддиапазона. Схема входной цепи, соответствующая этому положению, показана на рис. 14-6. Из рисунка следует, что входная цепь имеет автотрансформаторную связь с штыревой антенной и трансформаторную связь через катушку связи L_2 со входом первого каскада. Катушка L_1 является контурной. Параллельно конденсатору переменной емкости C_3 ($C_{мин}$ = 9 пФ и $C_{макс}$ = = 365 пФ), с помощью которого настраивается колебательный контур, включен конденсатор C_5 емкостью 240 пФ. Конденсаторы C_2 и C_5 уменьшают коэффициент диапазона колебательного контура и предназначены для растягивания настройки. Максимальное значение эквивалентной контурной емкости

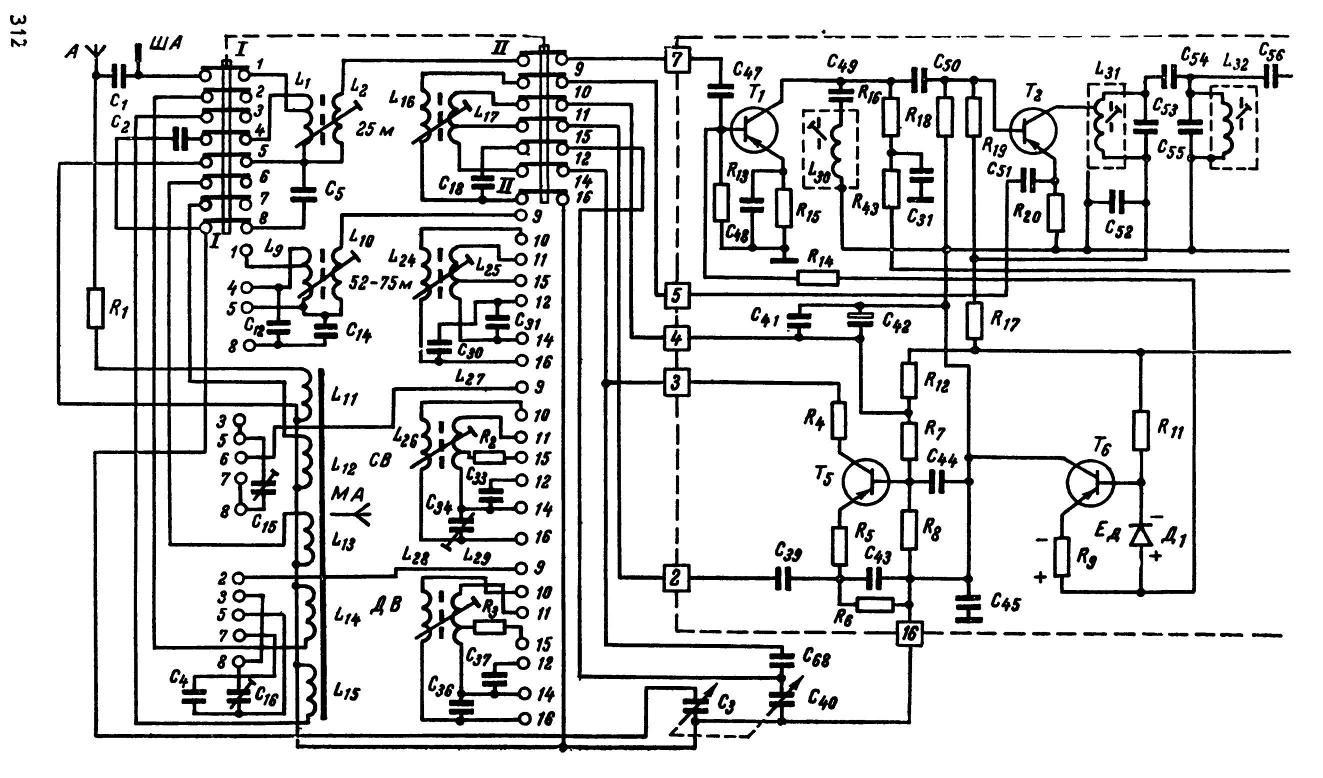
$$C_{э.макс}=\frac{(C_{макс}+C_5)\,C_2}{C_{макс}+C_5+C_2}=\frac{(365+240)\,62}{365+240+62}=57{,}3\ пФ,$$

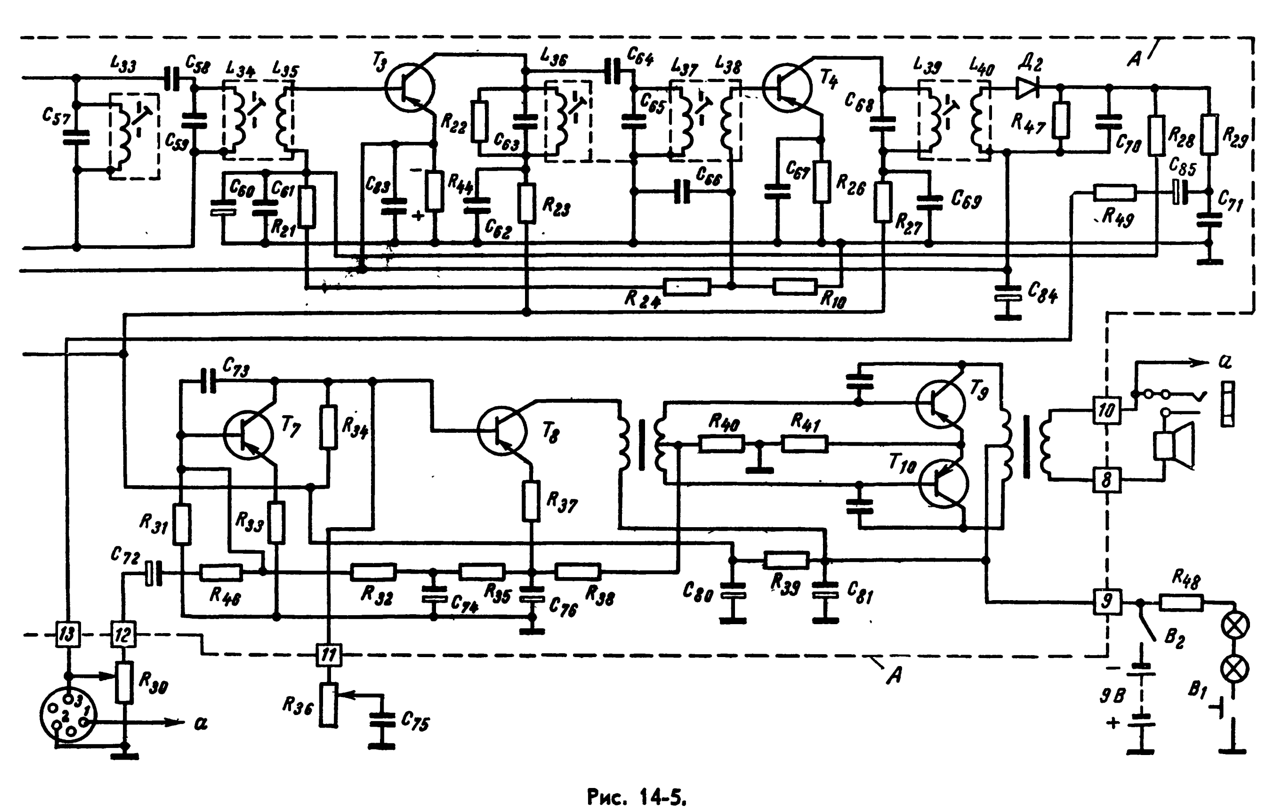
а минимальное

$$C_{э.мин}=\frac{(9+240)\,62}{9+240+62}=49{,}6\ пФ.$$

Следовательно, согласно формуле (5-50), коэффициент диапазона колебательного контура первого поддиапазона $k_{д1}=\sqrt{57{,}3/49{,}6}=1{,}08$. Хотя монтажные емкости и емкости антенны несколько уменьшат коэффициент диапазона, он будет достаточным, так как граничные частоты рассматриваемого радиовещательного диапазона составляют 11,7—12,1 МГц ($k_д$ = 12,1/11,7 = 1,04).

Характерной особенностью схемы приемника является то, что роторы блока конденсаторов переменной емкости C_3 и C_{40} (см. рис. 14-5) соединяются с шасси через конденсатор C_{45} достаточно большой емкости (0,05 мкФ). Его сопротивление на минимальной рабочей частоте приемника 150 кГц составляет всего 0,04 Ом. Поэтому для токов с частотой сигнала можно считать роторы этих конденсаторов соединенными с шасси. Необходимость такого включения будет объяснена при разборе схемы преобразователя частоты.


A
ША
C1
C2
I
II
L1
L2
25 м
C5
L16
L17
C18
L9
L10
52-75 м
C12
C14
L24
L25
C31
C30
R1
L11
L12
L13
L14
L15
C15
C4
C16
МА
L27
L26
СВ
R2
C33
C34
L28
L29
ДВ
R3
C37
C36
C47
T1
C49
R16
C50
R18
T2
L31
C54
L32
C56
C53
C55
R19
C51
R13
L30
R43
C31
R20
C52
C48
R15
R14
C41
C42
R17
R12
R4
R7
C44
T6
R11
T5
R5
R8
Eд
Д1
R9
C39
C43
C45
R6
C68
C3
C40



A
L33
C58
L34
L35
T3
L36
C64
L37
L38
T4
C68
L39
L40
Д2
C57
C59
R22
C63
C65
R47
C70
R28
R29
C60
C61
R21
C83
R44
C62
R23
C66
C67
R26
R27
C69
R49
C85
C71
R24
R10
C84
C73
T7
R34
T8
T9
R40
R41
T10
R31
R33
R37
C72
R46
R32
C74
R35
C76
R38
C80
R39
C81
a
10
8
9
R48
B2
B1
9B
13
12
11
R30
R36
C75

Рис. 14-5.

Внешняя проволочная антенна подключается ко входному колебательному контуру через конденсатор C_1 емкостью 8,2 пФ. Это обеспечивает малую расстройку колебательного контура внешней антенной даже при большой длине ее провода.

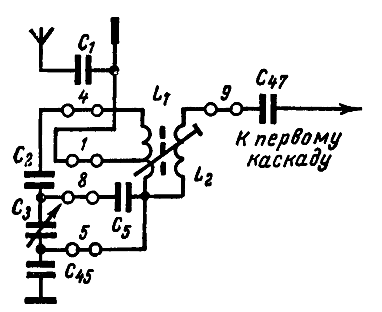


Рис. 14-6.

Контурная катушка и катушка связи расположены на общем каркасе с магнитным сердечником, перемещая который можно изменять индуктивность контурной катушки и обеспечивать начальную подстройку колебательного контура.

Для второго — пятого поддиапазонов (31, 41, 49 и 52—75 м) схема входной цепи остается такой же. Отличие заключается лишь в количестве и емкостях добавочных конденсаторов, с помощью которых обеспечивается нужное перекрытие по частоте. В этом легко убедиться, если мысленно подключить контакты плат этих поддиапазонов к неподвижным контактам переключателя с соответствующими номерами.

Иная схема входной цепи применяется на шестом (СВ) и седьмом (ДВ) поддиапазонах, поскольку в них используется магнитная (ферритовая) антенна *МА*. Ее элементы — катушки L_{11} — L_{15}, намотанные на общем ферритовом сердечнике, показаны в нижнем левом углу схемы. Они изображены между подвижными контактами плат двух последних поддиапазонов с целью более плотного построения схемы (использования свободного места).

Подсоединив подвижные контакты платы седьмого поддиапазона (ДВ) к неподвижным контактам переключателя поддиапазонов с соответствующими номерами, получим схему ВЦ, изображенную на рис. 14-7. Катушка L_{15} является контурной. Параллельно ей подключены конденсатор переменной емкости C_3 и подстроечный конденсатор C_{16} (5—20 пФ). При средней емкости подстроечного конденсатора (13 пФ) коэффициент диапазона контура

$$k_д = \sqrt{\frac{365+13}{9+13}} = 4,1.$$

За счет монтажной емкости и емкости катушки он будет немного меньше, но обеспечит работу в требуемом диапазоне частот 150—408 кГц.

Катушка L_{14} является катушкой связи контура ВЦ со входом первого каскада, который подключается к ней через конденсатор C_{47}.

Рис. 14-7.

Внешняя проволочная антенна соединяется через резистор R_1 с катушкой L_{11}. Она индуктивно связана через общий магнитный сердечник с контурной катушкой L_{15}. Таким образом, при работе с внеш-

ней антенной входная цепь выполнена по схеме с индуктивной связью с антенной. Резистор R_1 (6,8 кОм) служит для ослабления связи с внешней антенной, поскольку ее действующая высота гораздо больше, чем у магнитной антенны. Это необходимо потому, что в диапазонах гектометровых и особенно километровых волн уровень внешних атмосферных и промышленных помех весьма высок.

Схема входной цепи для шестого диапазона (СВ) соответствует рис. 14-7.

Выходной сигнал входной цепи на всех поддиапазонах через разделительный конденсатор C_{47} (0,01 мкФ) подводится к базе транзистора T_1 первого каскада приемника, выполненного по схеме с общим эмиттером (см. рис. 14-5). Этот транзистор (типа П423) является высокочастотным. В его коллекторной цепи включен нагрузочный резистор R_{16} с очень малым сопротивлением (270 Ом). Последовательный контур, состоящий из конденсатора C_{49} и катушки индуктивности L_{30}, включен для токов высокой частоты между коллектором и эмиттером транзистора T_1 через конденсаторы C_{45} и C_{48} достаточно большой емкости (0,05 мкФ). На резонансной частоте его сопротивление весьма мало и он шунтирует нагрузочный резистор R_{16}. Настраивая этот контур на промежуточную частоту приемника, можно в значительной степени повысить ослабление сигналов, частоты которых близки к промежуточной частоте. Таким образом, этот контур является фильтром, подавляющим прием сигналов иа частотах, близких к промежуточной.

Своеобразна схема питания коллектора транзистора T_1. Напряжение на коллектор подводится с эмиттерного резистора R_{44} транзистора T_3 и составляет всего 1,45 В. При столь низком коллекторном напряжении проводимость прямой передачи транзистора существенно зависит от коллекторного напряжения. Регулируя его системой АРУ, можно изменять усиление каскада. О способе этой регулировки будет сказано дальше. При указанном коллекторном напряжении проводимость прямой передачи транзистора составляет около 18—20 мСм. Поэтому согласно формуле (7-46) коэффициент усиления каскада во всех поддиапазонах приемника $K_{0\text{у.рс}} \approx (18 \div 20) \cdot 10^{-3} \cdot 270 = 4{,}8 \div 5{,}4$, что примерно равно устойчивому усилению транзистора на максимальной частоте сигнала (в первом поддиапазоне она составит 12,1 МГц).

Таким образом, каскад с транзистором T_1 является резисторным усилителем радиосигнала. Выходной сигнал этого каскада через разделительный конденсатор C_{50} подводится к базе транзистора T_2 (типа П423), который включен по схеме с общим эмиттером. В его коллекторной цепи стоит ФСИ, состоящий из четырех связанных колебательных контуров, настроенных на фиксированную частоту. Такая нагрузка характерна для преобразователя частоты. Нижний конец эмиттерного резистора R_{20} через конденсатор C_{45} соединен с шасси. Левый полюс эмиттерного конденсатора C_{51} через контакт *10* переключателя поддиапазонов и катушку L_{16} (в первом поддиапазоне) соединяется с нижним концом эмиттерного резистора. Подобным образом включается катушка связи с гетеродинным колебательным контуром в преобразователях частоты (см. рис. 9-9). Действительно, катушка L_{16} (см. рис. 14-5) индуктивно связана с катушкой L_{17}, имеющей отвод от средней точки, которая через контакт *15* переключателя поддиапазонов, конденсатор C_{39} (1000 пФ) и резистор R_5 (27 Ом) соединена с эмиттером транзистора T_5. Концы катушки L_{17} через контакты переключателя *11* и *14* подключаются к последовательно подключенным конденсаторам ($C_{41} + C_{42}$), C_{68} и ($C_{18} + C_{40}$). Конденсатор C_{40} является переменным, входящим

в блок, с помощью которого перестраиваются колебательные контуры входной цепи. Кроме того, через контакт переключателя поддиапазонов *11* и резистор R_{12} верхний конец катушки L_{17} подключается к отрицательному полюсу источника коллекторного напряжения, а ее нижний конец через контакт *14* и резистор R_4 (75 Ом) — к коллектору транзистора T_5, что обеспечивает подачу напряжения питания на коллектор. База транзистора T_5 через конденсаторы C_{44} (0,05 мкФ), C_{41} (0,05 мкФ) и C_{42} (10 мкФ) по переменным токам соединяется с верхним концом катушки L_{17}, т. е. одним полюсом колебательного контура. Другой полюс колебательного контура, как указывалось ранее, через контакты *14* и резистор R_4 соединяется с коллектором.

Таким образом, имеется характерное для гетеродинов трехточечное включение колебательного контура к электродам транзистора. Следовательно, транзистор T_5 и колебательный контур L_{17} C_{41} C_{42} C_{18} C_{68} и C_{40} образуют гетеродин. Гетеродинное напряжение через катушку связи L_{16} вводится в цепь эмиттера транзистора T_2, который используется в схеме преобразователя частоты.

Благодаря большой емкости конденсаторы C_{41} и C_{42} практически не влияют на диапазонные свойства контура гетеродина. Эти свойства определяют конденсаторы C_{18}, C_{68} и C_{40}. Соответствующим подбором емкости конденсатора C_{68} и индуктивности L_{17} (путем регулировки подвижным сердечником) устанавливаются необходимые граничные частоты колебательного контура и обеспечивается сопряжение настройки контура гетеродина в соответствии с рис. 9-13, *а*.

Как уже отмечалось в § 9-2 и 9-3, при работе приемника в диапазоне декаметровых волн необходимо принимать меры к повышению стабильности частоты и напряжения гетеродина, а также положения рабочей точки преобразователя частоты. С этой целью коллекторные токи транзисторов T_2 и T_5 стабилизируются с помощью специального каскада, собранного на транзисторе T_6. Коллекторные токи транзисторов T_2 и T_5 протекают через транзистор T_6 и через резисторы R_9, R_{14} и R_{13} поступают к положительному полюсу источника питания.

В цепи база — эмиттер транзистора T_6 включен полупроводниковый диод $Д_1$. Он подключен к источнику питания через резисторы R_{39}, R_{11}, R_{14} и R_{13}. Сопротивление резистора R_{11} значительно больше других и именно оно в основном определяет режим работы диода $Д_1$.

При понижении напряжения источника питания уменьшается ток через диод, его рабочая точка смещается влево, а внутреннее сопротивление возрастает. Благодаря этому увеличивается падение напряжения $E_д$ на диоде. Это напряжение отрицательным потенциалом приложено к базе, а положительным — к эмиттеру транзистора T_6. За счет увеличения напряжения $E_д$ транзистор T_6 открывается и его внутреннее сопротивление уменьшается. Падение напряжения на транзисторе T_6 также уменьшается, что приводит к некоторому увеличению падения напряжения на транзисторах T_2 и T_5. При повышении напряжения источника питания происходит обратное явление. Таким образом, включение транзистора T_6 в эмиттерные цепи транзисторов T_2 и T_5 приводит к стабилизации их коллекторного напряжения, а следовательно, и режима работы.

Если при изменении температуры увеличится коллекторный ток транзисторов T_2 и T_5, то увеличится падение напряжения на резисторе R_9, которое через диод $Д_1$ в положительной полярности подводится к базе транзистора T_6. Это вызовет смещение его рабочей точки так, что увеличится внутреннее сопротивление транзистора, что будет препятствовать возрастанию коллекторных токов транзисторов T_2 и T_5.

Обратный процесс произойдет при уменьшении их коллекторных токов. Следовательно, наличие транзистора T_6 стабилизирует коллекторные токи гетеродина и преобразователя частоты.

Эмиттерный ток транзистора T_6, протекая через резистор R_{13}, создает стабильное напряжение между базой транзистора T_1 и шасси. Это способствует лучшей регулировке усиления первого каскада системой АРУ.

Выходное напряжение преобразователя частоты через катушку связи L_{35} подводится на вход транзистора T_3. В его коллекторную цепь включены два колебательных контура $L_{36}C_{63}$ и $L_{37}C_{65}$, имеющие внешнеемкостную связь через конденсатор C_{64}. Настройка этих колебательных контуров фиксированная. Все это указывает на то, что этот транзистор используется в каскаде усиления напряжения промежуточной частоты. Транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Через катушку связи L_{38} выходное напряжение рассмотренного каскада подводится ко входу транзистора T_4, также включенного по схеме с общим эмиттером. В его коллекторную цепь включен контур $L_{39}C_{68}$ с фиксированной настройкой, что также соответствует каскаду усилителя напряжения промежуточной частоты. С помощью катушки связи L_{40} выходное напряжение данного каскада подводится к последовательному диодному детектору. Он состоит из диода $Д_2$ и нагрузочной цепочки $R_{47}C_{70}$. Переменное напряжение детектора через фильтр $R_{29}C_{71}$, разделительный конденсатор C_{85} и резистор R_{49} подводится к ручному регулятору громкости R_{30}, а от него через цепочку $C_{72}R_{46}$ на вход низкочастотного транзистора T_7 типа МП41. Последний включен по схеме с общим эмиттером и в коллекторной цепи имеет нагрузочный резистор R_{34}. Следовательно, данный каскад является резисторным усилителем и первым усилительным каскадом в низкочастотном тракте. Параллельно нагрузочному резистору R_{34} включена цепочка, состоящая из последовательно соединенных конденсатора C_{75} и резистора R_{36} с регулируемым сопротивлением. Такая цепочка используется в качестве ручного регулятора верхней граничной частоты низкочастотного тракта, т. е. в качестве ручного регулятора тембра.

Выходное напряжение каскада, выполненного на транзисторе T_7, непосредственно (без разделительного конденсатора) подводится ко входу транзистора T_8 типа МП41, включенного по схеме с общим эмиттером. В его коллекторную цепь включен низкочастотный трансформатор, вторичная обмотка которого имеет среднюю точку, соединенную с шасси через резистор R_{40} с малым сопротивлением (75 Ом). Такое соединение характерно для инверсного каскада усилителя напряжения модулирующей частоты, стоящего перед выходным двухтактным каскадом приемника. Выходной каскад собран на двух низкочастотных транзисторах T_9 и T_{10} типа МП41. В коллекторные цепи этих транзисторов включен выходной трансформатор, ко вторичной обмотке которого подключен громкоговоритель.

Рассмотрим работу системы АРУ. Выпрямителем этой системы является детектор. Постоянная составляющая выходного напряжения детектора через фильтр АРУ $R_{28}C_{60} + C_{61}$ подводится на базу транзистора T_3 и регулирует усиление первого каскада усилителя напряжения промежуточной частоты. Транзистор T_3, кроме того, используется как усилитель постоянного тока системы АРУ, выполненный по схеме с общим коллектором. Его нагрузкой служит эмиттерный резистор R_{44}. Падение напряжения на этом резисторе, как уже указывалось ранее, используется для питания коллектора транзистора T_1 и регулирует усиление первого каскада приемника.

Через резистор R_{21} постоянная составляющая выходного напряжения детектора, т. е. управляющее напряжение системы АРУ, подводится к цепочке $R_{24}R_{10}$ и часть его, падающая на резисторе R_{10}, поступает на базу транзистора T_4. За счет этого регулируется усиление второго каскада усилителя напряжения промежуточной частоты. Таким образом, система АРУ управляет усилением трех каскадов приемника: усилителя радиосигнала, выполненного на транзисторе T_1, и двух каскадов усилителя напряжения промежуточной частоты, работающих на транзисторах T_3 и T_4.

Эмиттерный резистор R_{44} транзистора T_3 через резисторы R_{10}, R_{24}, R_{21} и R_{28} последовательно включен с диодом детектора $Д_2$. При этом

Таблица 14-1

Обозначение на схеме	Емкость, пФ	Обозначение на схеме	Емкость, пФ	Обозначение на схеме	Емкость, мкФ
C_1	8,2	C_{39}	1000	C_{47}, C_{62}, C_{69}, C_{78}, C_{79}	0,01
C_2, C_{68}	62	C_{49}	180	C_{31}, C_{11}, C_{44}, C_{45}, C_{48}	0,05
C_3, C_{40}	9—365	C_{53}, C_{55}, C_{57}, C_{59}	1000	C_{51}, C_{52}, C_{66}, C_{67}, C_{83}	0,05
C_4	220	C_{54}, C_{58}	12	C_{60}, C_{74}, C_{76}, C_{85}	20
C_5, C_{12}, C_{18}, C_{31}	240	C_{56}	9,1	C_{61}	0,3
C_{14}, C_{30}, C_{38}, C_{43}	68	C_{63}, C_{65}, C_{68}	390	C_{42}, C_{72}	10
C_{15}	4—15	C_{64}	10	C_{75}	0,22
C_{16}, C_{34}	5—20	C_{70}	3300	C_{80}	50
C_{33}	360	C_{71}	470	C_{81}, C_{84}	500
C_{36}	43	C_{73}	270		
C_{37}	82				

Таблица 14-2

Обозначение на схеме	Сопротивление, Ом	Обозначение на схеме	Сопротивление, кОм	Обозначение на схеме	Сопротивление, кОм
R_4, R_{40}	75	R_1	6,8	R_{23}	1,5
R_5	27	R_2	2,2	R_{30}	100
R_6, R_{46}	390	R_3, R_{27}, R_{35}	2,7	R_{44}	1,8
R_9, R_{12}	220	R_7	8,8	R_{49}	3,9
R_{10}	820	R_8, R_{13}	2,4		
R_{16}	270	R_{11}	22		
R_{24}, R_{29}, R_{38}, R_{43}	560	R_{14}, R_{34}	8,2		
R_{33}	180	R_{17}, R_{26}	1,0		
R_{37}	47	R_{18}, R_{47}	5,1		
R_{39}	120	R_{19}, R_{28}, R_{31}	10		
R_{41}	5	R_{20}	15		
R_{48}	68	R_{22}	27		

отрицательный потенциал напряжения, выделяющегося на резисторе R_{44}, подключается к аноду, а положительный — к катоду диода. За счет этого детектор работает с задержкой и АРУ приемника является задержанной (см. рис. 11-6). Режим диода $Д_2$ подобран так, что напряжение задержки не вносит больших искажений в работу детектора.

На основании проведенного разбора принципиальной схемы приемника формулу его структурной схемы можно записать так: 1-П-2-Д-3.

Основные характеристики каскадов и всего приемника определяются при решении задач, приведенных в конце данной главы.

Емкости конденсаторов и сопротивления резисторов приемника приведены в табл. 14-1 и 14-2.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Что такое принципиальная схема приемника?
2. Каковы основные цепи каскадов приемников? Определите назначение каждой из них.
3. Какие каскады приемника называются смежными?
4. Каковы условия выполнения соединительных цепей между смежными каскадами?
5. Нарисуйте объединенную схему входной цепи и каскада усилителя радиосигнала. В чем отличие соединительных цепей между этими элементами при различных схемах входных цепей?
6. Каковы особенности соединения двух смежных каскадов высокочастотного тракта приемника?
7. Каковы особенности соединительных цепей между каскадами при регулировке их усиления системой АРУ?
8. Как осуществляется переключение поддиапазонов в современных приемниках?
9. Каковы основные задачи чтения принципиальной схемы приемника?
10. По каким признакам с помощью принципиальной схемы можно определить назначение каскада? Сформулируйте их для каждого каскада приемника.
11. Как, пользуясь принципиальной схемой приемника, можно определить основные характеристики каскадов?
12. Можно ли на основании принципиальной схемы ориентировочно определить параметры самого приемника? Каков путь решения этой задачи?

ЗАДАЧИ

14-1. Определите ориентировочно полосу пропускания, ослабление при расстройке 10 кГц и коэффициент прямоугольности при ослаблении 10 преобразователя частоты приемника, собранного по схеме, изображенной на рис. 14-5, полагая эквивалентное затухание его контуров равным 0,01 и промежуточную частоту равной 465 кГц.

Ответ: $П \approx 9,3$ кГц, $d_{10} \approx 31,4$ дБ, $K_{п10} \approx 1,5$.

14-2. Определите ослабление, создаваемое первым и вторым каскадами усилителя напряжения промежуточной частоты приемника (см.

рис. 14-5) при расстройке 10 кГц, полагая исходные данные такими же, как в примере 14-1.

Ответ: $d_I = 9{,}25$; $d_{II} = 4{,}3$.

14-3. Каково общее ослабление, создаваемое в тракте промежуточной частоты приемника (см. рис. 14-5) при расстройке 10 кГц.

Ответ: $d \approx 1470$ (63,4 дБ).

14-4. Определите наибольшие возможные коэффициенты усиления первого и второго каскадов усилителя напряжения промежуточной частоты приемника (см. рис. 14-5), полагая ток коллектора равным 1 мА и напряжение на коллекторе равным 5 В. Параметры транзистора П422 соответствуют параметрам транзистора П402.

Ответ: $K_{01} = 8{,}8$; $K_{02} = 17{,}6$.

14-5. Определите возможный коэффициент преобразования преобразователя частоты приемника (см. рис. 14-5) с учетом исходных данных примеров 14-1 и 14-4. Параметры транзистора П423 соответствуют параметрам транзистора П403.

Ответ: 16.

14-6. Определите чувствительность приемника (см. рис. 14-5), если отношение сигнал/шум на входе детектора равно 5, действующее значение напряжения шума на входе детектора равно 0,05 В, коэффициент передачи входной цепи равен 0,25? При решении задачи использовать данные § 14-5 и задач 14-4 и 14-5.

Ответ: 82 мкВ.

14-7. Определите минимально возможное ослабление по зеркальному каналу для первого поддиапазона приемника (см. рис. 14-5), При решении задачи использовать материалы § 14-5, полагая эквивалентное затухание контура входной цепи равным 0,01.

Ответ: 17,5 дБ.

ГЛАВА 15

НАЛАЖИВАНИЕ ПРИЕМНИКА

15-1. АППАРАТУРА ДЛЯ НАЛАЖИВАНИЯ ПРИЕМНИКОВ

После монтажа и сборки приступают к налаживанию приемника, необходимому для обеспечения его работоспособности и заданных параметров и характеристик. Основными этапами этой работы являются: 1) проверка правильности монтажа; 2) проверка и подгонка режима работы электронных приборов; 3) проверка работоспособности и обеспечение основных характеристик и параметров каскадов в соответствии с требуемыми значениями; 4) проверка работоспособности регулировок и доведение их характеристик и параметров до требуемых значений.

При правильном выполнении указанных операций основные параметры приемника, как правило, удовлетворяют заданным (или расчетным) значениям.

Налаживание приемника рациональнее начинать с выходного каскада, переходя затем поочередно к предыдущим каскадам. Это позволяет выполнить работу при минимальном количестве наиболее простых измерительных приборов. Кроме того, такая последовательность работы исключает необходимость повторных налаживаний каскадов.

При налаживании каскадов и приемника в целом применяют следующие измерительные приборы:

1) высокоомный вольтметр для измерения постоянного напряжения с входным сопротивлением не менее 5—20 кОм/В и пределами измерений 0—1, 0—10, 0—100, 0—500 В;

2) миллиамперметр постоянного тока с пределами измерений 0—10 и 0—100 мА;

3) измеритель сопротивлений с пределом измерений до 1000 Ом, 100 кОм и 10 МОм.

Вместо этих трех приборов может использоваться один, позволяющий измерять напряжения, токи и сопротивления (например, типа Ц-4313). Такие приборы называют сокращенно авометрами (амперметр, вольтметр, омметр);

4) вольтметр для измерения переменных напряжений с частотами до 5—10 кГц (типа ИВ-4 — измеритель выхода);

5) ламповый милливольтметр с пределами измерений 0—20, 0—100 мВ (типа ВЗ-14) и ламповый вольтметр с пределом измерений 0—10 В (например ВК7-9 или ВК7-15);

6) звуковой генератор (типа ЗГ-10);

7) генератор стандартных сигналов (ГСС), рабочий диапазон которого перекрывает диапазон рабочих частот приемника (типа Г4-18);

8) испытатель ламп и транзисторов (типа ИЛ-14);

9) электронный осциллограф (типа С1-49) с приставкой для наблюдения кривых избирательности (типа РК-2);

10) измеритель нелинейных искажений (типа ИНИ).

Вместо заводских измерительных приборов могут применяться самодельные.

Правильность монтажа схемы контролируется путем проверки соответствия всех соединений принципиальной схеме. Если монтаж выполняется печатным способом, то проверяется правильность пайки навесных элементов в соответствующие гнезда платы и правильность присоединения лепестков или контактов соединительных разъемов, с помощью которых данная плата включается в общую схему. В процессе этой работы проверяется также соответствие паспортных значений сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов их номинальным значениям, указанным на схеме.

Особое внимание обращается на обнаружение ошибок монтажа, которые могут привести к короткому замыканию источника питания. Это особенно важно в транзисторных приемниках, так как в них, как правило, не ставится плавких предохранителей в цепь источника, а мощность источников питания (батарей) крайне ограничена.

В приемниках, питающихся от сети, также проверяется правильность монтажа выпрямителя. При этом желательно проверить исправность силового трансформатора. Для этого вынимают предохранитель в цепи выпрямленного тока и включают трансформатор в сеть. Если через 30—40 мин температура трансформатора не превысит 30—50° С, то можно считать, что он не имеет короткозамкнутых витков, а изоляция его обмоток нормальная.

Проверяя правильность выполнения схемы, следует обращать внимание на качество паек. Плохие пайки, как правило, приводят к нарушению работоспособности каскадов, а следовательно, и всего приемника.

Поскольку низкочастотные цепи не рассматривались в книге, то в данной главе не описывается их налаживание. Этому вопросу посвящены пособия по усилителям низких частот.

15-2. ПРАВИЛА ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ, ТОКОВ И СОПРОТИВЛЕНИЙ В ЦЕПЯХ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Вольтметр и амперметр имеют собственное внутреннее сопротивление R_V и R_A. Поэтому при пользовании ими необходимо правильно определять погрешности, могущие возникнуть при измерениях. На шкале приборов имеется специальный цифровой указатель класса прибора (0,5; 1,0; 2,0; 5,0), определяющий максимальную погрешность его показаний. Цифра указателя показывает погрешность показаний прибора в процентах от максимального значения измеряемой величины на данной шкале. Если вольтметр класса 1,0 имеет шкалу 0—10 В, то его максимальная погрешность измерений на этой шкале составляет 1% от 10 В, т. е. 0,1 В. Для миллиамперметра класса 0,5 со шкалой 0—100 мА она будет 0,5 мА.

Отсчет показаний по шкале прибора принято производить с точностью до 0,5 деления шкалы. Как правило, эта величина близка к максимальной погрешности прибора и не имеет смысла отсчитывать показания по шкале с большей точностью, ибо они не будут достоверны. Например, пусть шкала миллиамперметра класса 0,5 с пределом измерений 0—10 мА имеет 100 делений. Цена одного деления его шкалы соответствует $10/100 = 0{,}1$ мА, а максимальная погрешность 0,05 мА. Следовательно, 0,5 деления шкалы равны максимальной погрешности измерения.

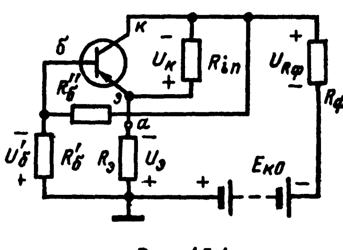


Рис. 15-1.

Измерение напряжений. Оценим погрешности измерения напряжений на электродах транзистора каскада резонансного усилителя, собранного по схеме, изображенной на рис. 4-1, если параметры схемы соответствуют примеру 6-7, а вольтметр класса 1,0 имеет шкалу 0—10 В и внутреннее сопротивление 1 кОм. Внутреннее сопротивление источника питания и сопротивление контурной катушки для постоянных токов считаем равными нулю. Максимальная погрешность измерения у выбранного вольтметра согласно сказанному ранее равна 0,1 В. Поэтому результаты измерения следует записывать, округляя их до десятых долей вольта.

При выбранной рабочей точке транзистора ($E_к = -5$ В и $I_к = 1$ мА) его внутреннее сопротивление постоянному току на участке коллектор-эмиттер согласно закону Ома $R_{in} = 5/10^{-3} = 5 \cdot 10^3$ Ом. Поэтому для постоянного тока схему, изображенную на рис. 4-1, можно представить рис. 15-1. Согласно закону Ома напряжение на резисторе $R'_б$ (напряжение между базой и шасси)

$$U'_б = \frac{R'_б\left(E_{к0} - U_{R_ф}\right)}{R'_б + R''_б} = \frac{6{,}2 \cdot 10^3 (9-1)}{(6{,}2+9{,}1)\,10^3} = 3{,}2 \text{ В}.$$

Напряжение на эмиттерном резисторе (между эмиттером и шасси) $U_э = I_э R_э = R_э I_к \alpha_0 = 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0{,}98 = 3$ В; напряжение между коллектором и шасси $U_к = E_к + U_э = 5 + 3 = 8$ В.

Включим вольтметр между базой транзистора и шасси для измерения напряжения $U'_б$. Он покажет 0,7 В, хотя согласно сделанным

ранее расчетам напряжение между указанными точками должно быть равно 3,2 В. Причину этого расхождения легко выяснить, если на рис. 15-1 между базой и шасси мысленно включить внутреннее сопротивление вольтметра. В этом случае сопротивление между базой и шасси

$$R_б = \frac{R'_б R_V}{R'_б + R_V} = \frac{6{,}2 \cdot 10^3 \cdot 10^3}{(6{,}2+1)\,10^3} = 860 \text{ Ом}.$$

Следовательно, если пренебречь изменением падения напряжения на сопротивлении фильтра при подключении вольтметра, то согласно закону Ома напряжение на вольтметре

$$U_б = \frac{R_б}{R_б + R''_б}\left(E_{к0} - U_{R_ф}\right) = \frac{860\,(9-1)}{860+9100} = 0{,}7 \text{ В},$$

что соответствует его показанию.

Погрешность измерения в данном случае составляет

$$\frac{U'_б - U_б}{U'_б}\,100\% = \frac{3{,}2-0{,}7}{3{,}2}\,100\% = 80\%,$$

что недопустимо.

Если вольтметр имел бы внутреннее сопротивление, равное 100 кОм, его показание для рассматриваемого случая было бы равно 3,1 В, а погрешность измерения составляла бы 3,2%. Следовательно, чем больше внутреннее сопротивление вольтметра, тем меньшей погрешностью измерений он обладает.

Сказанное позволяет сделать вывод о том, что *за счет внутреннего сопротивления вольтметра его показания всегда будут меньше истинного напряжения,* имеющегося на том резисторе, параллельно которому он подключается.

Рис. 15-2.

Для определения условий выбора внутреннего сопротивления вольтметра воспользуемся рис. 15-2. Здесь R — резистор, на котором необходимо измерить напряжение. Будем полагать, что подключение вольтметра незначительно изменяет ток I в цепи, в которую включен резистор R. Тогда падение напряжения на резисторе при отключенном вольтметре $U = IR$. При включенном вольтметре падение напряжения на резисторе и вольтметре

$$U' = I\frac{RR_V}{R+R_V}.$$

Относительная погрешность при измерении напряжения составляет

$$\frac{U-U'}{U} = b_V = \frac{R}{R+R_V}.$$

Отсюда при заданной погрешности измерения внутреннее сопротивление вольтметра должно быть

$$R_V \geqslant R\left(\frac{1}{b_V} - 1\right). \qquad (15\text{-}1)$$

Пример 15-1. Каково должно быть внутреннее сопротивление вольтметра, чтобы при измерении напряжения между коллектором и шасси в схемах, изображенных на рис. 4-1 и 15-1, погрешность измерений не превышала 0,04 (4%)?

Из рис. 15-1 следует, что для постоянного тока между коллектором и шасси последовательно включены сопротивления $R_{i\text{п}}$ и $R_\text{э}$, т. е. резистор с сопротивлением $R = 5000 + 3000 = 8000$ Ом. Согласно формуле (15-1) $R_V \geqslant 8000\ (1/0{,}04-1) = 192 \cdot 10^3 = 192$ кОм.

Данные этого примера показывают, что для измерения напряжений на электродах транзисторов необходимо использовать вольтметры с внутренним сопротивлением не менее 200 кОм.

Внутренние сопротивления транзисторов на участках баз — эмиттер и база — коллектор гораздо больше, чем сопротивление между коллектором и эмиттером [13]. Поэтому для непосредственного измерения напряжений между электродами база — эмиттер и база — коллектор необходимы вольтметры с внутренним сопротивлением более 1—5 МОм. При наличии вольтметров с внутренним сопротивлением, равным сотням килоом, эти измерения выполняют косвенно. С помощью вольтметра измеряют напряжения в точках база — шасси ($U'_\text{б}$), коллектор — шасси ($U_\text{к}$) и эмиттер — шасси ($U_\text{э}$). На основании этих измерений, пользуясь формулами

$$U_{\text{бэ}} = U'_\text{б} - U_\text{э} \text{ и } U_{\text{кэ}} = U_\text{к} - U_\text{э}, \qquad (15\text{-}2)$$

вычисляют междуэлектродные напряжения транзистора.

Измерение токов. Амперметры и миллиамперметры включаются в цепь измеряемого тока последовательно (в разрыв цепи). При этом сопротивление участка цепи, в котором измеряется ток, увеличивается за счет внутреннего сопротивления прибора. Поэтому ток в цепи уменьшается и измерения тока, проводимые с помощью указанных приборов, получаются с погрешностью. Если сопротивление участка цепи равно R, то можно показать, что внутреннее сопротивление прибора должно быть

$$R_A \leqslant \frac{b_I}{1-b_I} R \approx b_I R, \qquad (15\text{-}3)$$

где b_I — допустимая относительная погрешность измерения.

Пример 15-2. Определить максимально допустимое внутреннее сопротивление миллиамперметра, с помощью которого можно измерить эмиттерный ток транзистора в схемах, изображенных на рис. 4-1 или 15-1. Миллиамперметр включается в разрыв цепи (в точке *a* на рис. 15-1). Разрывать цепь и включать миллиамперметр следует, естественно, при выключенном источнике питания каскада. Допустимая относительная погрешность измерений 0,04 (4%).

Согласно рис. 15-1 в цепи измеряемого тока последовательно включены сопротивления $R_\text{ф}$, $R_{i\text{п}}$ и $R_\text{э}$. Результирующее сопротивление составляет $620 + 5000 + 3000 = 8620$ Ом. Следовательно, согласно формуле (15-3) $R_A \leqslant 0{,}04 \cdot 8620 = 345$ Ом.

При налаживании приемников не всегда представляется возможным разрывать цепь для включения миллиамперметра. Поэтому ток в цепи можно измерить косвенно с помощью вольтметра, если в этой цепи включен резистор с известным сопротивлением R. Для этого параллельно резистору включают вольтметр и измеряют падение напряжения на резисторе U_R. По измеренному напряжению на осно-

вании закона Ома вычисляют протекающий в цепи ток. Внутреннее сопротивление вольтметра должно удовлетворять неравенству (15-1).

Пример 15-3. Определить эмиттерный ток в схеме, изображенной на рис. 4-1, если на эмиттерном резисторе с сопротивлением 3000 Ом измерено напряжение 3 В.

Согласно закону Ома $I_э = U_R/R = 3/3000 = 10^{-3}$ А.

Измерение сопротивлений производится специальными измерительными приборами. В них используются последовательно включенные: источник напряжения, миллиамперметр, магазин сопротивлений или резистор с градуированным переменным сопротивлением. В эту же цепь включается резистор, сопротивление которого надо измерить. Ток в получившейся измерительной цепи зависит от ее полного сопротивления. Поэтому шкалу миллиамперметра можно проградуировать непосредственно в единицах сопротивления (омы, килоомы, мегаомы). При подобном методе измерений через измеряемый резистор протекает ток. Поэтому при выполнении измерений непосредственно в схеме приемника необходимо выключать его источник питания. Кроме того, следует обращать внимание на то, чтобы параллельно измеряемому резистору не были подключены цепи, способные проводить постоянный ток.

Пример 15-4. Определить сопротивление резистора $R'_{б.п}$ в схеме, изображенной на рис. 9-5, если при подключении к нему измерителя сопротивлений последний показал сопротивление $R_{из} = 3900$ Ом. Известно, что сопротивления резисторов $R''_{б.г} = R''_{пб.} = 9100$ Ом, а сопротивление резистора $R'_{б.г} = 4700$ Ом.

Согласно рисунку параллельно резистору $R'_{б.п}$ включена цепочка из последовательно соединенных резисторов $R''_{б.п}$, $R''_{б.г}$ и $R'_{б.г}$. Их суммарное сопротивление $R = 9100 + 9100 + 4700 = 22\,900$ Ом. Согласно формуле, определяющей результирующее сопротивление $R_{из}$ двух параллельно включенных резисторов $R'_{б.п}$ и R, получаем:

$$R'_{б.п} = \frac{R_{из}R}{R - R_{из}} = \frac{3900 \cdot 22\,900}{22\,900 - 3900} = 4700 \text{ Ом.}$$

Измерение индуктивностей и собственного затухания контурных катушек выполняют с помощью специальных приборов. При отсутствии их это можно сделать с помощью ГСС и лампового вольтметра, соединив их по схеме, показанной на рис. 15-3. Емкость конденсатора C выбирают примерно равной эквивалентной емкости колебательного контура, в который будет поставлена катушка. Эта емкость должна быть определена с погрешностью не более 15%. Сопротивление резистора R должно в 30—40 раз превышать эквивалентное сопротивление контура LC. Для определения эквивалентного сопротивления контура используют формулу (4-20), выбирая значение δ в соответствии с типом катушки и качеством ее выполнения (от 0,01 до 0,02). На выходе ГСС устанавливают наибольшее выходное напряжение. В ламповом вольтметре используют шкалу с наименьшим пределом измерения (с наибольшей чувствительностью). Перестраивая ГСС вблизи собственной частоты контура f_0

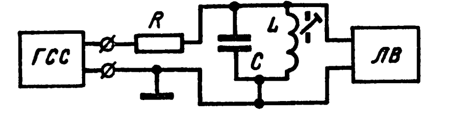


Рис. 15-3.

(6-60), определяют ее значение по максимальному показанию вольтметра. Затем определяют частоты (f_1 и f_2), при которых показания вольтметра составляют 0,71 максимального значения. После этого по измеренной частоте f_0 и известной емкости конденсатора C находят по формуле (6-60) индуктивность катушки. Ее собственное затухание согласно выражению (4-28) $\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$.

15-3. ПРОВЕРКА И ПОДГОНКА РЕЖИМА ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Проверку электронных приборов, как правило, осуществляют на специальных приборах — тестерах. Основная проверка заключается в измерении проводимости прямой передачи (крутизны) в типовом режиме.

После проверки правильности монтажа к приемнику подключают источник питания. По истечении 2—5 мин, необходимых для прогрева всех элементов приемника, измеряют напряжения на электродах электронных приборов по методикам, описанным в § 15-2. Если в отдельных каскадах обнаружено несоответствие измеренных напряжений расчетным значениям, то за счет смены резисторов, определяющих эти напряжения, осуществляют их подгонку. Вначале подгоняют базовое напряжение, так как оно наиболее сильно влияет на рабочий режим, а затем коллекторное. Для увеличения отрицательного напряжения на базе следует уменьшать сопротивление резистора $R''_б$. Снижать напряжение на коллекторе удобнее всего увеличением сопротивления резистора фильтра. В ламповых каскадах подгонку режима начинают с регулировки напряжения смещения, а заканчивают напряжением на аноде. Увеличение смещения на сетке достигают повышением сопротивления катодного резистора. Для снижения экранного напряжения следует увеличить сопротивление резистора R''_{g2}, а для снижения анодного напряжения — повысить сопротивление резистора фильтра.

Проверку и подгонку режима удобнее начинать с выходного каскада, так как он потребляет наибольший ток от источника питания. Изменение этого тока может повлиять на режимы работы электронных приборов других каскадов. Затем подгоняют режим остальных каскадов, переходя от последующих к предыдущим. Особе внимание следует обратить на точность обеспечения режима электронных приборов нелинейных каскадов: преобразователя частоты, гетеродина и ограничителя амплитуды. Подгонка режимов электронных приборов в усилительных (линейных) каскадах допустима с погрешностью 5—10%, а в нелинейных 4—6%.

Следует отметить, что перед установкой деталей (катушек индуктивности конденсаторов, резисторов) необходимо проверять соответствие их параметров требуемым значениям. Это в значительной степени упростит и облегчит налаживание приемника.

15-4. НАЛАЖИВАНИЕ ДЕТЕКТОРА АМС

В диодном детекторе АМС нет питающих напряжений и настраиваемых элементов. Поэтому он, как правило, не нуждается в налаживании, если параметры диода и нагрузки соответствуют расчетным значениям с погрешностью не более 10—20%.

15-5. НАЛАЖИВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Налаживание усилителя напряжения промежуточной частоты заключается в настройке его резонансных систем и проверке устойчивости работы. Рассмотрим выполнение этих работ применительно к различным типам каскадов. Начинать налаживание следует с последнего каскада и заканчивать первым. Поскольку система АРУ изменяет усиление регулируемых каскадов, то перед настройкой высокочастотных каскадов следует выключить эту систему. Наиболее просто это делается замыканием накоротко конденсатора фильтра АРУ.

1. **В резисторном каскаде** нагрузкой служит активное сопротивление. При правильном выборе нагрузочного резистора этот каскад обычно не требует дополнительной настройки. Проверке подлежит только коэффициент усиления на промежуточной частоте. Для этого на выход каскада подключают ламповый вольтметр, а на вход — генератор стандартных сигналов. При этом необходимо учитывать, что выходное сопротивление ГСС активное и составляет 50—100 Ом. Непосредственное подключение выхода ГСС к базе транзистора (см. рис. 7-8) очень сильно зашунтирует по постоянному току резистор $R_б'$ и нарушит рабочий режим транзистора, который практически закроется напряжением, выделяемым на эмиттерном резисторе. Поэтому в данном случае необходимо подключать выход ГСС через конденсатор. Этот конденсатор вместе с входным сопротивлением каскада образует делитель напряжения для выходного сигнала ГСС. Чтобы на конденсаторе не создавалось большого падения напряжения сигнала и он практически весь подводился бы ко входу каскада, емкостное сопротивление конденсатора на частоте сигнала должно быть в 20—30 раз меньше входного сопротивления каскада. Далее ГСС настраивают на промежуточную частоту приемника и подбирают такой максимальный выходной сигнал генератора (при выключенной модуляции), при котором еще обеспечивается работа каскада в линейном участке амплитудной характеристики. Перегиб амплитудной характеристики начинается в тот момент, когда относительный прирост выходного напряжения становится меньше относительного прироста входного напряжения каскада. Коэффициент усиления каскада определяется частным от деления амплитуды выходного напряжения на амплитуду входного напряжения. При этом следует проверить, в каких значениях проградуированы шкалы вольтметра и генератора. В большинстве случаев они градуируются в среднеквадратичных (действующих) значениях синусоидального напряжения, которые в 1,41 раза меньше амплитудных значений.

При отсутствии лампового вольтметра коэффициент усиления каскада можно измерить, пользуясь ГСС и измерителем выхода. Но это измерение выполняется при настроенных и работающих последующих каскадах. Измеритель выхода включают на выход приемника. Генератор переводят в режим амплитудной модуляции с коэффициентом модуляции 0,3 и включают на вход налаживаемого каскада. Амплитуду выходного напряжения ГСС устанавливают так, чтобы показания измерителя выхода соответствовали нормальному выходному напряжению приемника, что обеспечивает линейный режим работы детектора. Если производить измерения при меньших выходных напряжениях, то детектор приемника может оказаться в нелинейном режиме, что не позволит правильно определить границу линейного

участка амплитудной характеристики настраиваемого каскада. После этого проверяют указанным ранее способом соответствие этого входного напряжения линейному участку амплитудной характеристики. Запоминают уровень выходного сигнала ГСС, соответствующий данному измерению U_{c1}. Затем переключают выход ГСС на вход каскада, следующего за налаживаемым, и увеличивают выходной сигнал ГСС до такого значения U_{c2}, которому соответствует выходное напряжение приемника, имевшее место при первом измерении. Очевидно, что коэффициент усиления каскада будет $K_{0к} = U_{c2}/U_{c1}$.

2. **В резонансном каскаде** необходимо настроить колебательный контур на требуемую частоту. Эта частота равняется промежуточной частоте приемника в резонансном усилителе или одной из частот расстройки в усилителе с расстроенными каскадами. В последнем случае частота расстройки выбирается на основании расчета приемника.

Наиболее удобно настраивать колебательный контур, пользуясь измерителем выхода ИВ, включив на вход каскада ГСС в режиме амплитудной модуляции с коэффициентом модуляции 0,3. При этом, естественно, все последующие каскады должны быть уже настроенными. Настройка начинается с определения резонансной частоты каскада. Для этого устанавливают уровень выходного сигнала ГСС равным 0,1—0,2 В (0,5—1 В для лампового каскада), а частоту — в 2—2,5 раза выше промежуточной частоты приемника. После этого начинают медленно уменьшать частоту ГСС, наблюдая за показаниями ИВ. После появления сигнала на выходе приемника, уменьшая частоту ГСС, определяют значение f_0, которому соответствует максимальный выходной сигнал приемника. Эта частота равна резонансной частоте каскада. При данном измерении по мере роста выходного сигнала приемника уровень сигнала ГСС следует уменьшать так, чтобы показания ИВ были близки к нормальному выходному напряжению приемника.

Для определения резонансной частоты каскада можно было бы начать перестройку ГСС с частоты, гораздо меньшей промежуточной частоты приемника. Но в этом случае при определении резонансной частоты каскада может быть допущена существенная ошибка, так как выходное напряжение ГСС содержит ряд высших гармоник. Поэтому при подходе к резонансной частоте каскада из области меньших частот первые показания ИВ и первый максимум выходного напряжения приемника могут быть результатом действия одной из высших гармоник сигнала ГСС. Так, при резонансной частоте каскада 466 кГц и начальной частоте ГСС 200 кГц первое максимальное показание ИВ может быть обнаружено при частоте сигнала 233 кГц за счет действия второй гармоники сигнала ГСС. Во избежание подобной ошибки в определении резонансной частоты каскада необходимо начинать перестройку ГСС из области бо́льших частот. В этом случае первый максимум показаний ИВ будет соответствовать истинной резонансной частоте каскада.

Если измеренная частота отличается от необходимой, то настраивают колебательный контур имеющимся в нем элементом подстройки: перемещением сердечника в катушке или подстроечным конденсатором. Для этого устанавливают на ГСС нужную резонансную частоту каскада и вращают сердечник катушки или ротор полупеременного конденсатора в сторону, соответствующую увеличению выходного напряжения приемника. Вращение прекращают, добившись максимума выходного напряжения. После этого проверяют, в каком положении находится рабочий орган элемента подстройки. Если он нахо-

дится в среднем положении, то колебательный контур настроен правильно. Когда максимум выходного напряжения соответствует крайним положениям органа подстройки, то колебательный контур не настроен на нужную частоту, а настройка лишь максимально приближена к ней. При настройке за счет изменения индуктивности этому соответствует положение сердечника, когда он полностью вывернут из катушки (минимальная индуктивность при магнитном сердечнике и максимальная при немагнитном) или когда его середина точно совмещена с серединой катушки (максимальная индуктивность при магнитном сердечнике или минимальная при немагнитном). В случае настройки за счет изменения емкости крайние положения органа подстройки соответствуют максимальной или минимальной емкости подстроечного конденсатора.

Если указанное приближение к нужной частоте соответствует максимальной индуктивности катушки или максимальной емкости подстроечного конденсатора, то резонансная частота колебательного контура выше требуемой. Для ее понижения следует увеличить емкость основного конденсатора колебательного контура на 5—10% и снова произвести настройку контура элементом подстройки. Если максимум выходного напряжения приемника достигается почти при том же положении органа подстройки, то следует еще увеличить емкость конденсатора колебательного контура. Настройка колебательного контура будет выполнена точно, если после увеличения емкости конденсатора максимум выходного напряжения приемника будет соответствовать промежуточному (не крайнему) положению органа подстройки.

Если приближение настройки колебательного контура к нужной частоте соответствует минимальной индуктивности катушки или емкости подстроечного конденсатора, то резонансная частота колебательного контура ниже требуемой. Для ее повышения следует уменьшить емкость основного конденсатора колебательного контура на 5—10% и произвести указанную регулировку снова до выполнения условий, указывающих на точную настройку колебательного контура.

После точной настройки колебательного контура измеряют коэффициент усиления каскада, пользуясь показаниями измерителя выхода и переключая последовательно выход ГСС со входа налаживаемого каскада на вход последующего. Затем измеряют полосу пропускания каскада и ширину его кривой избирательности при ослаблении, равном 10. Для этого включают ГСС на вход каскада и при точной настройке его частоты на резонансную частоту каскада f_0 устанавливают амплитуду сигнала, соответствующую нормальному выходному напряжению приемника. Затем увеличивают выходной сигнал ГСС в 1,41 раза и расстраивают частоту ГСС относительно резонансной частоты каскада в область меньших частот до тех пор, пока выходное напряжение приемника не станет равным нормальному. Замечают значение этой частоты f_1. Затем, увеличивая частоту ГСС, делают ее выше f_0 и добиваются значения f_2, при котором выходное напряжение снова станет равным нормальному. Очевидно, что полоса пропускания каскада $П = f_2 - f_1$. Если ширина полосы пропускания оказывается уже требуемой, то ее можно расширить включением параллельно колебательному контуру соответствующего шунтирующего резистора. Если она будет шире требуемой, то сузить ее можно уменьшением коэффициента включения входа следующего каскада к колебательному контуру. При наличии катушки связи для этого уменьшают ее связь с контурной катушкой. При емкостном включении входа следующего каскада изменяют соответственно емкости конден-

саторов колебательного контура, увеличивая согласно рис. 6-1, *б* емкость конденсатора C и уменьшая емкость конденсатора C'. Напомним, что при снижении коэффициента включения входа следующего каскада к колебательному контуру в транзисторном усилителе уменьшится коэффициент усиления каскада. Окончательное решение о необходимости снижения коэффициента включения принимается на основании того, какой параметр каскада (коэффициент усиления или полосу пропускания) желательно сохранить равным расчетному.

В ламповом каскаде, если внутреннее сопротивление лампы меньше трех эквивалентных сопротивлений контура, некоторого сужения полосы пропускания можно также достигнуть применением неполного включения контура в анодную цепь лампы. Но это неизбежно приведет к снижению коэффициента усиления каскада.

Для определения коэффициента прямоугольности расстраивают частоту ГСС относительно резонансной частоты каскада и определяют частоты f_2' и f_1', на которых при десятикратном превышении выходного напряжения ГСС над значением, имевшим место при точной настройке ГСС на резонансную частоту каскада, выходное напряжение приемника будет равно нормальному. Согласно формуле (5-9) коэффициент прямоугольности

$$K_{п10}=\frac{f_2'-f_1'}{f_2-f_1}.$$

Если расстройки $\Delta f_1=f_0-f_1$ и $\Delta f_2=f_2-f_0$, а также $\Delta f_1'=f_0-f_1'$ и $\Delta f_2'=f_2'-f_0$ различаются не более чем на 10—15%, а коэффициент прямоугольности кривой избирательности отличается от теоретического значения 10 не более чем на 15—20%, то это свидетельствует о допустимом уровне обратных связей в каскаде, а следовательно, и о достаточной его устойчивости. Подтверждением того же служит расхождение фактического и расчетного коэффициентов усиления не более чем на 15—20%.

При наличии осциллографа и приставки к нему можно сравнительно быстро снять кривую избирательности и определить ее симметричность, а также полосу пропускания и коэффициент прямоугольности.

3. **В каскаде с двумя связанными контурами** первоначально настраиваются оба колебательных контура в резонанс на промежуточную частоту по описанной ранее методике. Настройку начинают со второго контура. Поскольку оба колебательных контура оказывают взаимное влияние друг на друга, то после настройки первого колебательного контура вновь последовательно подстраивают второй и первый контуры. Если связь между колебательными контурами не превышает критическую (кривая избирательности одногорбая), то полосу пропускания, коэффициент прямоугольности и коэффициент усиления каскада измеряют по методике, описанной для резонансного усилителя. Когда связь больше критической (кривая избирательности — двугорбая), то при измерениях коэффициента усиления следует настраивать ГСС на частоту, соответствущую провалу в средней части кривой избирательности. При измерении полосы пропускания и коэффициента прямоугольности исходное значение входного сигнала определяют при настройке ГСС на частоту горбов кривой избирательности. И уже по отношению к этому значению для определения частот f_1 и f_2 повышают входной сигнал в 1,41 раза, а для частот f_1' и f_2' — в 10 раз.

О значении параметра связи между колебательными контурами можно судить по коэффициенту прямоугольности кривой избиратель-

ности с учетом данных табл. 15-1. При параметре **связи, большем** критического, для этой цели можно использовать значения относительной глубины провала кривой избирательности на средней частоте

$$C = \frac{U_{макс} - U_c}{U_{макс}},$$

где $U_{макс}$ — максимальное выходное напряжение, соответствующее горбам кривой избирательности, а U_c — напряжение в средней части кривой (в провале).

Таблица 15-1

Параметр связи	0,5	0,75	1,0	1,5	2,0	2,41
Коэффициент прямоугольности	4,4	4,1	3,2	2,71	2,48	2,32
Относительная глубина провала	0	0	0	0,075	0,2	0,29
U_2/U_1	1,25	1,56	2,0	3,25	5,0	6,8

Если конструкция приемника позволяет размыкать второй колебательный контур, то при наличии лампового вольтметра параметр связи определяется на основании следующей методики. Включают вольтметр параллельно первому колебательному контуру, настраивают оба контура в резонанс при включенном вольтметре и записывают показания лампового вольтметра U_1. После этого размыкают второй колебательный контур, подстраивают первый контур и записывают значение напряжения на нем U_2. По отношению измеренных напряжений из табл. 15-1 находят параметр связи. Приближенную оценку уровня обратных связей в каскаде можно получить по критериям, приведенным для резонансного усилителя.

4. **В каскадах с многоконтурными фильтрами** параметр связи между колебательными контурами согласно данным § 7-5 выбирается меньше единицы. При этом настройку колебательных контуров фильтра выполняют в следующем порядке. На выход приемника включают измеритель выхода, а на вход каскада — ГСС в режиме амплитудной модуляции. Частоту выходного сигнала ГСС устанавливают равной промежуточной частоте приемника, коэффициент модуляции равным 0,3, а уровень выходного напряжения таким, чтобы измеритель выхода зафиксировал напряжение 0,5—0,7 нормального выходного напряжения приемника. После этого настраивают последний колебательный контур по максимуму выходного напряжения приемника, затем — предпоследний и далее до первого. Чтобы учесть взаимодействие колебательных контуров производят их повторную подстройку, начиная с последнего и переходя последовательно к первому контуру.

Параметры каскада (коэффициент усиления, полосу пропускания, коэффициент прямоугольности) измеряют по методике, описанной применительно к каскаду резонансного усилителя.

5. **В каскаде с пьезокерамическим или пьезомеханическим фильтром** (см. рис. 7-3) настраивают только входной согласующий колебательный

контур фильтра. Его настройка выполняется по методике, приведенной в п. 2. При этом особое внимание уделяют проверке соответствия его полосы пропускания расчетным данным (она должна быть в 2,5 — 3,5 раза шире полосы пропускания фильтра).

При наличии лампового вольтметра это делают в следующем порядке. Вольтметр включают параллельно колебательному контуру, а ГСС — на вход каскада. После этого, пользуясь показаниями лампового вольтметра, по методике, приведенной в п. 2, производят настройку колебательного контура и измеряют его полосу пропускания. Если она окажется уже требуемой, то ее расширяют, шунтируя контур внешним резистором. После проверки полосы пропускания колебательного контура измеряют основные параметры каскада в соответствии с рекомендациями, указанными в п. 2. При измерении полосы пропускания каскада следует учитывать, что в ее пределах могут иметь место неравномерности кривой избирательности, значения которых соответствуют данным табл. п 5. Границы же полосы пропускания каскада определяются при ослаблении в 2, а не 1,41 раза, как для других каскадов.

6. **В каскаде с электромеханическим фильтром** согласно рис. 7-5 нет настраиваемых элементов. Поэтому для него только измеряют основные параметры с учетом рекомендаций, сделанных в п. 5.

15-6. НАЛАЖИВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

В преобразователе частоты подлежат настройке две избирательные системы: выходная и гетеродинная.

Выходная избирательная система в зависимости от ее схемы настраивается согласно методикам, приведенным в § 15-5, при неработающем гетеродине. Последнее достигается удалением из схемы гетеродинного транзистора, если он включается в схему через специальную панельку, или замыканием накоротко гетеродинного колебательного контура. Ко входу преобразовательного транзистора подключается выход ГСС, настроенного на промежуточную частоту, и каскад настраивается как усилительный.

Избирательная система гетеродина должна обеспечить: а) сопряжение настройки с сигнальными колебательными контурами; б) требуемый рабочий диапазон приемника; в) степень положительной обратной связи, необходимой для самовозбуждения.

Перед настройкой избирательной системы гетеродина восстанавливают его работоспособность (вставляют в гнездо транзистор или снимают перемычку, замыкавшую гетеродинный контур). Сердечник катушки контура гетеродина и ротор параллельного сопрягающего конденсатора устанавливают в положение, определяющее среднее значение их индуктивности и емкости. Проверяют наличие режима самовозбуждения в гетеродине. Для этого ГСС, включенный на входе преобразователя, настраивают на минимальную частоту диапазона, а роторы блока конденсаторов переменной емкости ставят в положение, соответствующее их максимальной емкости. В ГСС включают внутреннюю модуляцию. Затем, медленно изменяя настройку ГСС в область меньших частот, наблюдают за показаниями измерителя выхода. Если он зафиксирует появление сигнала на выходе приемника, то настраивают ГСС по максимуму выходного напряжения и отмечают значение частоты f_{c1}. Перестройка ГСС при указанной операции должна производиться медленно, так как полоса пропускания

тракта промежуточной частоты обычно бывает достаточно узкой. Скорость перестройки должна быть равной полосе пропускания приемника в секунду.

Если указанной фиксации выходного напряжения не произойдет, то медленно перестраивают ГСС, повышая его частоту относительно минимальной частоты диапазона. При работающем гетеродине в этом случае должно быть зафиксировано появление выходного напряжения приемника, максимуму которого соответствует частота сигнала f_{c1}.

Отсутствие выходного напряжения при указанных перестройках, как правило, имеет место при неработающем гетеродине. Проверить наличие генерации проще всего с помощью лампового вольтметра, подключив его параллельно гетеродинному колебательному контуру или между коллектором гетеродинного транзистора и шасси в схеме, аналогичный рис. 9-5. При работающем гетеродине вольтметр измерит напряжение. При этом следует помнить, что амплитуда переменного напряжения на колебательном контуре гетеродина не превышает 15—20% коллекторного (анодного) напряжения транзистора (лампы). С учетом этого выбирается рабочая шкала вольтметра. Если замкнуть накоротко гетеродинный контур, то генерация должна прекратиться, а показания вольтметра должны упасть до нуля. Если же вольтметр не фиксирует напряжения гетеродина, то необходимо повысить в нем положительную обратную связь. Для этого следует приблизить катушку обратной связи к контурной катушке (см. рис. 9-5) или увеличить коэффициент включения колебательного контура к участку база—эмиттер транзистора (поднять выше точку подключения эмиттерного конденсатора к средней части катушки связи в схеме, изображенной на рис. 9-9).

Обеспечив режим генерации, находят указанным ранее способом частоту f_{c1}. При верхней настройке гетеродина устанавливают частоту ГСС равной $f_{c1} + 2f_{пр} = f_{з1}$. Медленно понижая и повышая частоту ГСС относительно $f_{з1}$, находят такое значение частоты, при котором получается максимальное напряжение на выходе приемника. Этим фиксируется прием сигнала по зеркальному каналу. Далее емкость конденсаторов переменной емкости устанавливается минимальной и находятся частоты f_{c2} и $f_{з2}$, соответствующие максимальной частоте гетеродина. Если частоты f_{c1} и f_{c2} отличаются от граничных частот диапазона не более чем на 5—6%, то индуктивность катушки гетеродинного колебательного контура соответствует расчетному значению. Но *окончательную настройку гетеродинного контура можно выполнить только после настройки колебательных контуров радиотракта.* Поскольку данная операция относится к налаживанию преобразователя частоты, то ее описание дается в данном параграфе.

С помощью лампового вольтметра измеряют напряжение гетеродина, подводимое к преобразователю частоты при средней и крайних частотах диапазона. Для этого вольтметр включают между шасси и эмиттером транзистора (см. рис. 9-5) или между шасси и управляющей сеткой пентода (см. рис. 9-6). Если минимальное значение этого напряжения отличается от расчетного более чем на 15—25%, то регулировкой связи с гетеродином добиваются нужного значения измеряемого напряжения.

1. Сопряжение настроек в трех точках выполняется в следующей последовательности. Частота выходного сигнала ГСС устанавливается равной расчетному значению средней частоты точного сопряжения, а роторы конденсаторов переменной емкости фиксируются в положении (близком к среднему), которому

по шкале настройки приемника также соответствует данная частота точного сопряжения. После этого вращением сердечника катушки гетеродинного контура добиваются появления сигнала на выходе приемника. Прекращают вращение сердечника при максимальном выходном сигнале. Затем проверяют правильность настройки гетеродинного колебательного контура с учетом данных п.2 § 15-5 о положении сердечника в катушке. При правильной настройке колебательного контура сопряжение в средней точке считается достигнутым, после чего производят сопряжение на максимальной частоте точного сопряжения. Для этого роторы блока конденсаторов переменной емкости устанавливают в положение, которому по шкале настройки приемника соответствует нужная частота точного сопряжения. На эту же частоту настраивают ГСС. Вращением ротора параллельно включенного сопрягающего конденсатора добиваются появления сигнала на выходе приемника. Останавливают вращение ротора при максимальном выходном напряжении и проверяют правильность настройки колебательного контура по положению ротора подстроечного конденсатора.

После этого проверяют правильность выбора емкости последовательно включенного сопрягающего конденсатора. Настраивают ГСС на минимальную частоту точного сопряжения и устанавливают роторы блока конденсаторов переменной емкости в положение, которому по шкале настройки приемника соответствует необходимая частота точного сопряжения. Медленно вращая ручку настройки приемника, добиваются появления сигнала на выходе приемника. Прекращают вращение при максимальном выходном напряжении. Если при этом частота настройки приемника отличается от нужной частоты точного сопряжения не более чем на 3—4%, то емкость последовательно включенного сопрягающего конденсатора выбрана правильно. Если частота настройки приемника больше требуемой, то емкость сопрягающего конденсатора надо увеличить на 10—12% и наоборот. После изменения емкости проверяют по указанной ранее методике частоту точного сопряжения. Выполнив эти операции, следует еще раз проверить точность сопряжений в той же последовательности.

2. Сопряжение с параллельно включенным конденсатором обеспечивается выполнением следующих операций. Роторы блока конденсаторов переменной емкости ставятся в положение, соответствующее минимальной частоте точного сопряжения. На нее же настраивается ГСС. Вращением сердечника катушки гетеродинного контура добиваются появления напряжения на выходе приемника. Прекращают вращение при максимальном выходном сигнале. Если колебательный контур настроен точно, то переходят к регулировке сопряжения на верхней частоте. Его выполняют с помощью параллельно включенного сопрягающего конденсатора по методике, приведенной в п.1 данного параграфа.

3. Сопряжение с последовательно включенным конденсатором достигается следующим образом. Роторы блока конденсаторов переменной емкости устанавливают в положение, которому по шкале приемника соответствует настройка на максимальную частоту точного сопряжения. На ту же частоту настраивают ГСС. Вращением сердечника катушки гетеродинного контура добиваются появления сигнала на выходе приемника. Прекращают вращение при максимальном выходном напряжении приемника. Убедившись в правильности настройки колебательного контура, переходят к проверке правильности выбора емкости последовательно включенного

сопрягающего конденсатора по методике, указанной в п.1 данного параграфа.

Коэффициент преобразования каскада измеряется после его полного налаживания по следующей методике. Устанавливают роторы блока конденсаторов в положение максимальной емкости. На вход каскада включают ГСС в режиме внутренней модуляции (коэффициент модуляции 0,3, частота модуляции 400 Гц) и настраивают его на минимальную частоту данного дипазона. Уровень выходного сигнала ГСС подбирают так, чтобы он был больше расчетной чувствительности приемника в $K_{0\,в.ц}K_{0\,у.рс}$ раз. После этого, медленно перестраивая ГСС, находят частоту, соответствующую максимуму выходного напряжения приемника. Корректируют амплитуду сигнала ГСС до значения U_{c1m}, при котором выходное напряжение приемника будет нормальным. После этого уменьшают выходное напряжение ГСС в число раз, соответствующее расчетному значению коэффициента преобразования. Переключают ГСС на вход первого каскада усилителя напряжения промежуточной частоты. Настраивают ГСС на промежуточную частоту и подбирают уровень его выходного сигнала U_{c2m}, при котором вновь получается нормальное выходное напряжение приемника. Коэффициент преобразования вычисляют по отношению $K_{0пр} = U_{c2m}/U_{c1m}$.

Аналогично измеряют коэффициент преобразования для максимальной частоты диапазона, установив роторы блока конденсаторов в положение минимальной емкости.

15-7. НАЛАЖИВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ РАДИОСИГНАЛА

При налаживании каскада усилителя радиосигнала необходимо обеспечить подгонку диапазона рабочих частот, градуировку шкалы настройки, измерение основных параметров и проверку устойчивости работы. В подавляющем большинстве приемников рассматриваемый каскад является резонансным усилителем. Поэтому рассмотрим решение указанных задач применительно к такому каскаду.

1. **Подгонка диапазона** осуществляется в следующей последовательности. Сердечник контурной катушки устанавливается в среднее положение, роторы конденсаторов переменной емкости — в положение максимальной емкости, а ротор подстроечного конденсатора — в положение, при котором его емкость меньше среднего значения на входную емкость лампового вольтметра. Последняя обычно указывается в паспорте вольтметра и составляет 2—7 пФ. Указанную операцию легко выполнить, пользуясь тем, что шкала подстроечного конденсатора прямоемкостная, а его минимальная и максимальная емкости известны. На вход каскада включается ГСС, настроенный на минимальную частоту диапазона при включенной модуляции, а его выходное напряжение устанавливается равным 0,1 В. Параллельно колебательному контуру каскада включается ламповый вольтметр. При работающем каскаде вольтметр, как правило, отметит наличие выходного сигнала. После этого вращением сердечника катушки настраивают колебательный контур на частоту сигнала. Затем ставят роторы блока конденсаторов переменной емкости в положение минимальной емкости, а ГСС перестраивают на максимальную частоту диапазона. С помощью подстроечного конденсатора колебательного контура настраивают его на частоту сигнала. При этом следят за тем, чтобы настройка осуществлялась при положении ротора подстроечного конденсатора, позволяющего увеличить его емкость на входную емкость лампового

вольтметра. Это необходимо для того, чтобы впоследствии иметь возможность настроить колебательный контур на нужную частоту при выключенном вольтметре. Если настройка получилась при большей емкости, то уменьшают емкость подстроечного конденсатора до нужного значения и настраивают колебательный контур увеличением индуктивности катушки за счет дополнительного введения в нее сердечника. После этого повторно проводят настройку колебательного контура на минимальной и максимальной частотах диапазона по той же методике.

Данная методика настройки колебательного контура на крайние частоты позволяет иметь наибольший коэффициент диапазона. Если настраивать контур в начале диапазона за счет изменения емкости, а в конце — за счет изменения индуктивности, то потребовался бы подстроечный конденсатор с большим диапазоном изменения емкости, а значит и с большой средней емкостью. Действительно, в начале диапазона эквивалентная емкость контура максимальная и для небольшого относительного ее изменения потребовалось бы большое абсолютное изменение емкости колебательного контура, обеспечиваемое подстроечным конденсатором.

2. **Градуировку шкалы** осуществляют в такой последовательности. Записывают 6—8 значений опорных частот данного поддиапазона, значения которых кратны десяткам или сотням килогерц. Так, в диапазоне частот 150—408 кГц ими могут быть 150, 200, 250, 300, 350 и 400 кГц. В диапазоне 525—1605 кГц можно взять опорные частоты 600, 700, 800, 900, 1000, 1200, 1400 и 1600 кГц. После этого настраивают ГСС на первую опорную частоту и, вращая ручку настройки приемника, добиваются максимального показания лампового вольтметра, включенного параллельно конденсатору переменной емкости выходного колебательного контура усилителя радиосигнала. При его отсутствии вольтметр подключается к конденсатору переменной емкости контура входной цепи. По положению фиксатора настройки (стрелка, нить) отмечают на шкале настройки приемника точку, соответствующую данной опорной частоте.

Подключение лампового вольтметра к контуру вызывает некоторую погрешность градуировки шкалы. Но она обычно не превышает 3—5%, что вполне допустимо. Действительно, параллельно конденсатору переменной емкости контуров радиотракта кроме монтажных емкостей подключаются подстроечные и добавочные конденсаторы для обеспечения нужного коэффициента диапазона (см. рис. 5-4, 14-6 и 14-7). Суммарное значение этих емкостей обычно превышает 50—70 пФ, что значительно больше входной емкости ламповых вольтметров (2—7 пФ).

Повторяя описанные ранее операции для остальных опорных частот, получают их отметки на шкале. В дальнейшем по этим точкам вычерчивают шкалу настройки данного поддиапазона. Интерполируя по ней, определяют другие частоты настройки, в частности частоты точного сопряжения, необходимые для сопряжения настройки контура гетеродина.

3. **Измерение основных параметров** каскада (коэффициента усиления, полосы пропускания, коэффициента прямоугольности) выполняют на крайних точках поддиапазона по методикам, приведенным в п.2 § 15-5, измеряя выходное напряжение каскада ламповым вольтметром.

4. **О степени устойчивости каскада** можно судить по критериям, приведенным в п. 2 § 15-5.

15-8. НАЛАЖИВАНИЕ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Налаживание входной цепи включает в себя подгонку диапазона рабочих частот колебательного контура, градуировку шкалы, настройку специальных фильтрующих цепей и измерение основных параметров. Налаживание входной цепи обычно выполняется сразу после налаживания усилителя радиосигнала в каждом рабочем поддиапазоне приемника, что экономит время, необходимое на переключение измерительных приборов.

1 **Подгонка диапазона** частот колебательного контура входной цепи при наличии в приемнике усилителя радиосигнала выполняется в следующем порядке. Ламповый вольтметр остается включенным на выходе усилителя, а ГСС подключается ко входу приемника через эквивалент антенны, параметры которого определяются по данным § 2-1. После этого подгоняют начальную и конечную частоты диапазона так же, как это описано в п.1 § 15-7 для колебательного контура усилителя радиосигнала.

Если в приемнике нет усилителя радиосигнала, то граничные частоты колебательного контура входной цепи подгоняют, включив параллельно ему ламповый вольтметр. После этого выполняют операции, описанные в п.1 § 15-7.

2. **Градуировка шкалы** по настройке контура входной цепи в приемнике с усилителем радиосигнала не производится, так как она выполнена при налаживании усилителя. При отсутствии усилителя радиосигнала шкала приемника градуируется по настройке колебательного контура входной цепи согласно методике, приведенной в п.2 § 15-7.

3. **Настройку фильтра,** включенного во входную цепь (см. рис. 5-9) и ослабляющего сигналы промежуточной частоты, производят в следующей последовательности. Входную цепь и усилитель радиосигнала (если он есть) органом перестройки приемника настраивают на крайнюю частоту диапазона, ближайшую к промежуточной частоте. На вход приемника включают ГСС, установив у него максимальный выходной сигнал и частоту, равную промежуточной частоте приемника. На выход усилителя радиосигнала (при его отсутствии — на выход входной цепи) включают ламповый вольтметр. Если вольтметр не фиксирует наличия сигнала, то его переключают на шкалу с меньшим пределом измерения (с большей чувствительностью прибора). Зафиксировав сигнал, начинают настраивать контур фильтра (сердечником катушки L_1 на рис. 5-9) так, чтобы сигнал на выходе радиотракта уменьшался. Настройку ведут до получения минимума сигнала. При необходимости переключают вольтметр на шкалу с меньшим пределом измерения. Правильность настройки фильтра проверяют в соответствии с рекомендациями, приведенными в п.2 § 15-5.

4. **Основным параметром** входной цепи является коэффициент передачи. Его определяют на крайних частотах каждого поддиапазона по показаниям вольтметра и выходного сигнала ГСС. В случае наличия усилителя радиосигнала учитывают его коэффициент усиления, измеренный при налаживании усилителя.

15-9. НАЛАЖИВАНИЕ СИСТЕМЫ АРУ

В системе АРУ нет настраиваемых элементов. Критерием правильности ее работы является выполнение условий (11-4), что проверяется по амплитудной характеристике приемника. В системе за-

держанной АРУ проверяется также значение напряжения задержки. Для этого при схеме АРУ, изображенной на рис. 11-10, с помощью вольтметра измеряется напряжение на резисторе R_3. Если оно окажется больше требуемого, то уменьшают сопротивление резистора R_3 и наоборот. В усиленной АРУ измеряют коэффициент усиления усилителя. Это выполняется (применительно к схеме, изображенной на рис. 11-8) измерением постоянных напряжений U на резисторе R и U_{R_1} между шасси и подвижным контактом потенциометра R_1. При этом ко входу приемника от ГСС подается немодулированный сигнал, превышающий его чувствительность. Коэффициент усиления каскада по постоянному току определится отношением $K_у = U_{R_1}/U$.

15-10. НАЛАЖИВАНИЕ ДЕТЕКТОРОВ ЧМС И ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ АМПЛИТУДЫ

Налаживание детекторов ЧМС и ограничителей амплитуды включает в себя: настройку избирательной системы, проверку симметричности плеч и формы детекторной характеристики, измерение порога ограничения. Описанная ниже методика позволяет использовать для этого наиболее простые измерительные приборы.

1. **Настройку избирательной системы** дифференциального и дробного детекторов выполняют в следующей последовательности. На вход ограничителя амплитуды подают немодулированный сигнал от ГСС, а параллельно нагрузочному резистору нижнего диода (R_2 на рис. 12-6 и 12-11) подключают вольтметр постоянного тока. Уровень выходного сигнала ГСС выбирают меньше порога ограничения ограничителя амплитуды. В этом случае между приращениями входного сигнала и показаниями вольтметра имеет место линейная зависимость (увеличение вдвое входного сигнала приводит к двойному увеличению показаний вольтметра). Далее настраивают колебательные контуры по методике, приведенной в п.3 § 15-5.

Избирательную систему детектора с расстроенными колебательными контурами настраивают следующим образом. На вход ограничителя амплитуды подают немодулированный сигнал от ГСС, а параллельно резистору R_2 (см. рис. 12-9) подключают вольтметр постоянного тока. Амплитуду выходного сигнала ГСС выбирают меньшей порога ограничения ограничителя, а частоту — равной меньшей частоте настройки одного из колебательных контуров (f_1 на рис. 12-10). После этого настраивают нижний колебательный контур схемы (см. рис. 12-9) на эту частоту по методике, изложенной в п.2 § 15-5. Затем включают вольтметр между шасси и верхним концом резистора R_1, а ГСС настраивают на частоту f_2. По максимуму показаний вольтметра настраивают верхний колебательный контур схемы по той же методике.

2. **Проверку симметричности плеч** детектора выполняют после снятия детекторной характеристики и проверки ее формы. Для этого вольтметр постоянного тока включают на выход детектора, т. е. между шасси и точкой *a* на схемах, изображенных на рис. 12-6, 12-9 и 12-11. Измерения проводят в следующей последовательности. Устанавливают амплитуду немодулированного выходного сигнала ГСС постоянной и меньшей порога ограничения. Изменяют частоту ГСС ступенями, составляющими 10% полосы пропускания детектора. Для каждой

из этих частот записывают показания вольтметра. Когда в соответствии с изменением знака расстройки частоты сигнала относительно промежуточной частоты приемника изменяется полярность выходного напряжения, меняют включение полюсов вольтметра к схеме. После этого в координатной системе, показанной на рис. 12-8, строят детекторную характеристику. Если ее ветви симметричны с погрешностью менее 10%, то добавочной регулировки не требуется.

Переход характеристики через нулевое значение напряжения при частоте, отличной от промежуточной, свидетельствует о неправильной настройке колебательных контуров. В этом случае их следует подстроить.

Когда один максимум детекторной характеристики оказывается существенно больше другого, следует улучшить симметрию схемы. При расхождении в максимуме характеристики не более чем на 10—15%, этого можно достигнуть включением последовательно с одним из диодов резистора с сопротивлением, составляющим 10% сопротивления нагрузочных резисторов детектора. Включать добавочный резистор необходимо в то плечо, которое определяет больший «горб» характеристики.

3. **Измерение порога ограничения** ограничителя выполняют после настройки детектора. Для этого вольтметр постоянного тока включают параллельно нагрузочному резистору детектора, соединенному с шасси (R_2 на рис. 12-6). Немодулированный сигнал от ГСС подают на вход ограничителя амплитуды. Частота выходного сигнала ГСС устанавливается равной промежуточной частоте приемника. После этого изменяют ступенями уровень выходного сигнала ГСС и записывают соответствующие им показания вольтметра. Уровень сигнала повышают до тех пор, пока рост показаний вольтметра практически прекращается. По полученным данным в координатной системе, показанной на рис. 12-12, строят амплитудную характеристику ограничителя. На ней согласно § 12-3 находят пороговое напряжение (порог ограничения). Для дробного детектора аналогичным образом снятая характеристика определяет его ограничительные возможности.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. В какой последовательности налаживают каскады приемника? Какие измерительные приборы необходимы для этого?

2. Как проверяется правильность монтажа схемы приемника?

3. Каковы причины возникновения погрешностей при измерении напряжений и токов вольтметром и амперметром? Какими соображениями следует руководствоваться при выборе этих измерительных приборов?

4. Каковы косвенные способы измерения сопротивлений?

5. Как можно измерить индуктивность и затухание контурной катушки при отсутствии специальных измерителей?

6. В какой последовательности и почему следует проверять и подгонять режимы электронных приборов в каскадах приемника? Какая погрешность допустима при этом?

7. Каковы задачи налаживания усилителя напряжения промежуточной частоты? Какова методика налаживания его каскадов: а) резисторного; б) резонансного; в) с двумя связанными контурами; г) с

многоконтурным фильтром; д) с пьезокерамическим, пьезомеханическим и электромеханическим фильтрами?

8. Какова методика настройки резонансного контура, измерения его полосы пропускания и коэффициента прямоугольности резонансной кривой?

9. В какой последовательности настраиваются колебательные контуры фильтров сосредоточенной избирательности? Какова методика измерения их параметров? Каковы методики измерения параметра связи между двумя связанными колебательными контурами?

10. По каким признакам можно судить о степени устойчивости избирательного каскада?

11. Из каких соображений выбирается амплитуда входного сигнала при налаживании усилительных каскадов? Какой шкалой вольтметра выгоднее пользоваться при измерении выходного напряжения каскада и почему?

12. Какие задачи решаются при налаживании преобразователя частоты? Какими способами можно убедиться в работоспособности гетеродина? Какова методика сопряжения настройки колебательного контура гетеродина с настройкой контуров тракта радиосигнала?

13. Какие цели ставятся при налаживании усилителя радиосигнала? Какова методика подгонки его граничных частот? Каким способом можно проградуировать шкалу настройки приемника?

14. Какие задачи решаются при налаживании входной цепи? Каковы методики их выполнения? Как настраивается фильтр, ослабляющий сигнал промежуточной частоты?

15. Как измерить в системе АРУ напряжение задержки, управляющее напряжение и коэффициент усиления по постоянному току?

16 Какие задачи необходимо решить при налаживании ограничителя амплитуды и детектора ЧМС? Какова методика снятия детекторной характеристики и измерения порога ограничения?

ЗАДАЧИ

15-1. Какова максимальная погрешность и цена деления шкалы вольтметра класса 1,0? Шкала имеет 30 делений при пределе измерений 0 — 3 В.

Ответ: 0,1 В и 0,1 В.

15-2. С какой погрешностью можно измерить напряжения вольтметром по условиям задачи 15-1?

Ответ: 0,1 В.

15-3. Каковы будут показания вольтметра с внутренним сопротивлением 10 кОм при измерении им напряжения на коллекторе, базе и эмиттере транзистора каскада, рассчитанного в примере 6-7?

Полагать внутреннее сопротивление транзистора в процессе измерений постоянным.

Ответ: 7,9 В; 2,43 В; 2,62 В.

15-4. Как следует записать ответы задачи 15-3, если шкала вольтметра имеет 50 делений, его класс 2,0, а пределы измерения шкалы 0 — 10 В?

Ответ: 7,9 ± 0,2 В; 2,4 ± 0,2 В; 2,6 ± 0,2 В.

ГЛАВА 16

ОСНОВНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ПРИЕМНИКОВ

16-1. ПОДГОТОВКА ПРИЕМНИКА К ИСПЫТАНИЯМ

Перед проведением испытаний следует проверить работоспособность приемника. Это особенно важно, если приемник длительное время не эксплуатировался. Если приемник зимой долго находился в неотапливаемом помещении, то перед испытанием и проверкой его следует выдержать в теплом помещении в течение 2—3 ч. При подобном медленном прогревании удаляется влага, образующаяся на металлических предметах при внесении в теплое помещение. Излишняя влажность ухудшает изоляцию отдельных деталей и приводит к нарушению режима работы электронных приборов, особенно в ламповых приемниках, у которых напряжение питания анодных цепей достигает 200—300 В. Если до испытаний приемник находился в сухом, отапливаемом помещении, то проверку его работоспособности можно выполнять без предварительной выдержки.

Проверку начинают с включения источников питания. После этого, подключив антенну и оконечный прибор (если он внешний или выключающийся), устанавливают ручным регулятором громкости максимальное усиление. Затем, вращая ручку настройки, стараются осуществить прием сигналов радиовещательных станций. Если это удается на всех поддиапазонах приемника при хорошем качестве звучания, то можно считать приемник работоспособным. При отсутствии приема сигналов необходимо найти неработающий каскад и устранить неисправность. Сравнительно часто причиной неисправности служат плохие контакты в панелях, в которые вставляются лампы и транзисторы. Поэтому при выключенном источнике питания следует поочередно проверить плотность и хорошее качество этих контактов у всех электронных приборов, вынимая их из панелей и вставляя обратно до упора фиксаторов или цоколя лампы. Если нет уверенности в исправности электронных приборов, их проверяют с помощью соответствующих испытателей, заменяя неисправные лампы или транзисторы.

Обнаружение неисправного каскада удобнее начинать с низкочастотного тракта. Для этого включают источник питания и подключают ГСС на вход детектора. Генератор настраивают на промежуточную частоту приемника, его выходное напряжение устанавливают равным 0,4—0,6 В при частоте модуляции 400 Гц и коэффициенте модуляции, равном 0,3. Затем увеличивают усиление приемника ручным регулятором громкости. Наличие на выходе приемника чистого звукового сигнала (тона) с частотной модуляцией, громкость которого изменяется при вращении ручки регулятора громкости, свидетельствует о нормальной работе всего низкочастотного тракта.

Отсутствие звукового сигнала на выходе приемника свидетельствует о неисправности в детекторе или каскадах низкочастотного тракта. Для определения неисправного каскада следует воспользоваться звуковым генератором. Установив на выходе генератора сигнал частотой 400—600 Гц и амплитудой 0,4—0,5 В для транзисторного и 2—3 В для лампового приемников, включают его на вход последнего каскада низкочастотного тракта. Если этот каскад двухтактный, то генератор включают параллельно первичной обмотке трансформатора, стоящего на выходе предпоследнего каскада. При исправном выходном каскаде в громкоговорителе должен прослушиваться чис-

тый звуковой тон, соответствующий установленной частоте генератора. После этого уменьшают амплитуду выходного сигнала генератора в число раз, примерно равное коэффициенту усиления предпоследнего каскада, и включают его на вход этого каскада. Наличие чистого звукового сигнала на выходе приемника подтвердит нормальную работу предпоследнего каскада. Подобным образом проверяются все каскады низкочастотного тракта, включая первый. При исправности схемы, электронных приборов и нормальном режиме их работы работоспособность низкочастотного тракта, как правило, обеспечивается.

Работоспособность тракта промежуточной частоты удобнее проверять при нормально работающем низкочастотном тракте. Для этого при включенной внутренней модуляции ГСС настраивают на промежуточную частоту приемника. Устанавливают амплитуду выходного сигнала ГСС около 0,05—0,1 В и подводят его на вход последнего каскада тракта промежуточной частоты. При исправности этого каскада на выходе приемника появится звуковой сигнал с частотой модуляции генератора. Затем уменьшают амплитуду выходного сигнала генератора соответственно коэффициенту усиления предпоследнего каскада и включают его на вход этого каскада. При нормальной работе каскада на выходе приемника будет слышен чистый звуковой сигнал. Подобным образом проверяют остальные каскады тракта, включая преобразователь частоты (в режиме усиления).

В случае исправности тракта промежуточной частоты преобразователь частоты проверяют в нормальном режиме его работы. Для этого перестраивают ГСС вблизи частоты настройки приемника. При работающем гетеродине на выходе приемника должен появиться звуковой сигнал с частотой модуляции генератора. После этого, переключив генератор на вход усилителя радиосигнала и вход приемника, аналогичным образом проверяют работоспособность усилителя радиосигнала и входной цепи.

При включении генераторов стандартных и звуковых сигналов на входы каскадов приемника следует учитывать рекомендации по предотвращению нарушения режима работы электронных приборов, данные в гл. 15. Убедившись в нормальной работе всего приемника, приступают к его испытанию.

16-2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ИСПЫТАНИЙ ПРИЕМНИКА

Для снятия характеристик приемника к нему подключается необходимая измерительная аппаратура по схеме, изображенной на рис. 16-1. Здесь ЗГ — звуковой генератор; ГСС — генератор стандартных сигналов; ЭА — эквивалент антенны; П — приемник; ОП — оконечный прибор (или его эквивалент по входному сопротивлению); ИВ — измеритель выхода; ИНИ — измеритель нелинейных искажений.

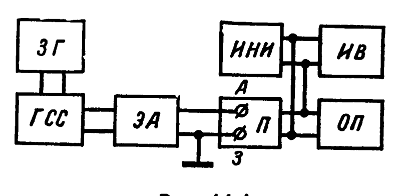


Рис. 16-1.

Для устранения погрешностей, возникающих за счет действия внешних (атмосферных и промышленных) помех, проверяют их уровень. С этой целью настраивают ГСС (в режиме внутренней модуляции с коэффициентом модуляции, равным 0,3) на частоту настройки приемника и устанавливают такой уровень его выход-

ного сигнала, чтобы показания ИВ соответствовали нормальному выходному напряжению $U_{с.н}$ приемника. При этом ручной регулятор громкости устанавливают в положение, соответствующее максимальному усилению приемника, а ручной регулятор полосы пропускания или тембра — в положение наиболее широкой полосы пропускания. После этого выключают модуляцию у ГСС и с помощью ИВ измеряют напряжение $U_{ш+п}$ собственных и внешних помех. Затем, замкнув накоротко вход приемника (гнезда антенна — земля), подобным же образом измеряют напряжение собственных шумов $U_{ш}$ приемника. При отношении $U_{ш+п}/U_{ш}$ не более 1,1 — 1,2 действием внешних помех можно пренебречь и приступать к испытанию приемника. Если это отношение более 1,2, то следует учитывать действие помех согласно сказанному в следующем параграфе. Если указанное отношение больше 2 — 3, следует найти ближайшие наиболее мощные источники промышленных помех и попытаться удалить от них место испытания приемника. В заводских и лабораторных условиях испытания высокочувствительных приемников выполняют в специальных экранированных комнатах, предотвращающих воздействие на приемник внешних помех. В любительских условиях не всегда имеется полный комплект измерительной аппаратуры, показанной на рис. 16-1. В этом случае испытания приемника можно выполнить в местной радиошколе. Однако при наличии только ГСС и ИВ в любительских условиях можно снять основные характеристики приемника: чувствительности, избирательности, амплитудную, а также измерить уровень комбинационных искажений.

За нормальные климатические условия окружающей среды при испытаниях приемников приняты: температура 20 ± 5 °С, атмосферное давление 750 ± 30 мм рт. ст. и относительная влажность 65 ± 15%.

16-3. СНЯТИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Выходное напряжение детектора, а следовательно, и приемника зависит от параметров модуляции сигнала (коэффициента модуляции при АМС и девиации частоты при ЧМС). Поэтому эти параметры должны соответствовать ГОСТ на испытание приемников. За стандартный коэффициент модуляции принято значение 0,3, а стандартной девиацией частоты звукового сигнала телевизионных программ и программ радиовещания с частотной модуляцией в метровом и дециметровом диапазонах считают значение 75 кГц.

При постоянной амплитуде несущей входного сигнала выходное напряжение приемника зависит также от частоты модуляции. Поэтому при испытаниях приемников за стандартное значение этой частоты принято 400 Гц. В большинстве радиовещательных приемников именно вблизи этой частоты получается наибольшее значение коэффициента усиления. Следует отметить, что коэффициент модуляции около 0,3 и частота модуляции около 400 Гц наиболее часто имеют место в радиовещательных программах.

Выходную мощность и напряжение приемника, соответствующие стандартному коэффициенту модуляции, принято называть *нормальными*. Максимальное значение коэффициента модуляции в радиовещательных программах и системах связи достигает 0,9—0,95. Этим значениям коэффициента модуляции соответствуют наибольшие возможные значения выходной мощности и напряжения. Их принято называть *номинальными*. Именно

на них рассчитываются выходные каскады приемника и выбирается тип громкоговорителя. За стандартное соотношение между нормальной $P_{вых.н}$ и номинальной $P_{вых.ном}$ выходными мощностями приемника взято $P_{вых.ном} = 10\ P_{вых.н}$ ($U_{вых.ном} = 3{,}16\ U_{вых.н}$). Поскольку нелинейные искажения увеличиваются с ростом выходной мощности, то они обычно измеряются при нормальной выходной мощности.

Для снятия характеристик чувствительности собирают схему измерений, соответствующую рис. 16-1, исключив из нее ЗГ и ИНИ.

Если в технических условиях на параметры приемника не оговорены частоты, при которых должна измеряться чувствительность, то ее следует измерять на крайних и средней частотах каждого поддиапазона. Поскольку чувствительность приемника в пределах каждого поддиапазона изменяется достаточно плавно и в сравнительно малых пределах, то по полученным трем точкам можно построить зависимость чувствительности от частоты в каждом поддиапазоне.

Чтобы избежать излишних погрешностей, следует перед испытаниями и в их процессе (через каждые 20-30 мин) проверять правильность значений питающих напряжений приемника и измерительной аппаратуры, а также уровень внешних помех, если испытания проводятся не в экранированной комнате.

Измерение чувствительности приемника производят в следующей последовательности. Устанавливают ручной регулятор громкости в положение максимального усиления, а ручные регуляторы полосы пропускания и тембра — в положение наиболее широкой полосы пропускания. Настраивают приемник по его шкале на нужную частоту. Устанавливают такую же частоту сигнала ГСС и подстраивают его по максимуму показаний ИВ. Параметры модуляции сигнала должны быть взяты стандартными. Амплитуду сигнала ГСС подбирают такой, при которой выходное напряжение приемника было бы равно нормальному. Измеритель выхода в данном случае, естественно, измерит результирующее напряжение, вызванное действием сигнала и внешних помех, а также собственных шумов приемника $U_{с+ш+п}$. Среднеквадратичное (действующее) значение этого напряжения, в единицах которого обычно градуируется шкала ИВ, согласно сказанному в § 4-3 и 10-6, можно записать уравнением $U_{с+ш+п} = \sqrt{U_с^2 + U_ш^2 + U_п^2}$, где $U_с$, $U_ш$, $U_п$ — действующие значения напряжений сигнала, шума и помех.

Чувствительность приемника измеряется при заданном отношении $U_с/U_ш \geq \gamma_U$. Для учета внешних помех можно записать $U_{ш+п} = \sqrt{U_ш^2 + U_п^2} = U_ш \sqrt{1 + U_п^2/U_ш^2} = U_ш A$. Тогда отношение $U_{с+ш+п}/U_ш = \sqrt{(U_с^2 + U_ш^2 + U_п^2)}/U_ш = \sqrt{\gamma_U^2 + A^2}$. Пользуясь этим выражением, можно определить нужное значение выходного сигнала ГСС по требуемому значению γ_U и измеренной величине $A = U_{ш+п}/U_ш$. Если $\gamma_U > 4A$, то действием внешних помех допустимо пренебрегать, так как погрешность измерений будет не более 5 — 7%. А при $\gamma_U > 4$ с такой же погрешностью можно считать $U_{с+ш+п} \approx U_с$, что исключает необходимость указанных ранее расчетов при измерении чувствительности. Если после указанных проверок получившееся отношение сигнал/шум не меньше требуемого, то значение выходного сигнала ГСС, полученное в данном измерении, будет равно чувствительности приемника. Когда отношение сигнал/шум ниже требуемого, то уменьшают

усиление приемника ручным регулятором громкости. После этого увеличивают сигнал ГСС до значения, которому соответствует нормальное выходное напряжение приемника. Затем снова измеряют уровень собственных шумов. Он, естественно, окажется меньшим. Если при этом отношение сигнал/шум станет равным требуемому, то новое значение выходного сигнала ГСС и определяет чувствительность приемника. При отношении сигнал/шум, отличном от требуемого, снова изменяют усиление приемника ручным регулятором громкости так, чтобы получилось нужное значение отношения сигнал/шум на выходе приемника (при меньшем значении этого отношения усиление следует уменьшить и наоборот). Подобным образом измеряют чувствительность приемника на всех необходимых частотах рабочего поддиапазона и проверяют, удовлетворяет ли она требуемым значениям.

Измерение чувствительности приемников ЧМС производится по той же методике. Для этого, естественно, используется ГСС с частотной модуляцией.

16-4. СНЯТИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

Для снятия кривой избирательности в соответствии с ее определением, приведенным в § 1-2, пользуются структурной схемой, применявшейся при измерении чувствительности. Обычно кривую избирательности снимают на максимальной и минимальной рабочих частотах приемника. В первом случае она получается наиболее широкой, во втором — наиболее узкой. Ручные регуляторы громкости и полосы пропускания ставятся в положение максимального усиления и наиболее широкой полосы пропускания. Вначале настраивают приемник и ГСС так, как это выполнялось при измерении чувствительности. При этом замеряют первое значение входного сигнала E_{A0}, соответствующее нулевой расстройке $\Delta f = f_c - f_0$. Затем повышают частоту ГСС так, чтобы расстройка $\Delta f'$ составляла примерно 0,25-0,35 расчетного значения полосы пропускания приемника. После этого увеличивают сигнал ГСС до уровня, при котором выходное напряжение приемника снова станет равным нормальному, и записывают значение расстройки и напряжения входного сигнала приемника. Значения расстройки выбирают так, чтобы было удобно отсчитывать частоту по шкале ГСС. Для этого расстройку берут кратной делениям нониуса шкалы настройки ГСС. Сделав измерение второй точки кривой, увеличивают расстройку ГСС еще на такую же ступень $\Delta f'$ и находят новое значение входного сигнала, соответствующее нормальному выходному напряжению приемника. Подобные измерения производят до значения расстройки, несколько превышающего то, при котором должно определяться ослабление по соседнему каналу. Затем такими же ступенями изменяют расстройку ГСС в область частот, меньших частоты настройки приемника. По полученным данным строят кривую избирательности в координатной системе, показанной на рис. 1-2. По ней определяют действительные полосу пропускания, ослабление по соседнему каналу, а также коэффициент прямоугольности кривой избирательности приемника и сравнивают полученные значения с заданными.

В приемнике ЧМС выходное напряжение детектора, а следовательно, и всего приемника зависит от частоты сигнала. Поэтому для снятия его кривой избирательности вместо измерителя выхода следует пользоваться ламповым вольтметром, который включают в коллек-

торную цепь последнего каскада тракта промежуточной частоты (обычно ограничителя амплитуды). При этом желательно, чтобы входная емкость вольтметра не превышала 0,3-0,5% емкости колебательного контура, к которому он подключается. Первоначальный замер напряжения этим вольтметром производится при наличии на входе приемника ГСС с частотной модуляцией. Уровень выходного сигнала ГСС устанавливается таким, при котором по показаниям ИВ выходное напряжение приемника равно нормальному. После этого у ГСС выключается модуляция и снятие кривой избирательности производится по показаниям лампового вольтметра согласно описанной ранее методике. При этом за исходное выходное напряжение ГСС принимается такое его максимальное значение, которое еще находится в пределах линейного участка характеристики ограничителя амплитуды.

Для снятия двухсигнальной кривой избирательности пользуются структурной схемой измерений чувствительности с добавлением второго ГСС, используемого в качестве источника мешающего сигнала. Его выход подключают ко входу приемника через эквивалент антенны. Используя сигнал первого ГСС, при выключенном втором ГСС измеряют чувствительность приемника. После этого включают второй ГСС. Его настраивают на частоту $f_{\text{п}}$, отличающуюся от частоты настройки первого генератора $f_{\text{с}}$ на значение, равное расстройке соседнего канала. Сигнал второго генератора должен иметь стандартные параметры модуляции. Его амплитуду $E_{\text{п}1}$ согласно сказанному в § 1-2 подбирают так, чтобы выходное напряжение приемника $U_{\text{п.вых}}$ отличалось на 3 дБ от нормального, получающегося при работе только первого генератора с включенной модуляцией. Затем увеличивают расстройку второго генератора относительно первого до значения, равного двум расстройкам соседнего канала, и снова определяют амплитуду сигнала второго генератора $E_{\text{п}2}$, который соответствует изменению выходного напряжения приемника на 3 дБ по отношению к нормальному, получающемуся при работе только первого генератора. Естественно, что для двойной расстройки соседнего канала выходной сигнал второго генератора будет больше, чем при одинарной расстройке. Подобные операции производят до значения расстройки, в 3—4 раза превышающей расстройку соседнего канала. Затем аналогичные измерения выполняют для таких же по значению, но обратных по знаку расстроек второго генератора относительно первого ГСС. По полученным данным вычисляют отношение $d_{\text{п}} = E_{\text{п}}/E_{\text{А}0}$ для каждой расстройки и строят кривую двухсигнальной избирательности в координатной системе, аналогичной изображенной на рис. 1-2. При этом по оси ординат откладывают значение $d_{\text{п}}$. Иногда снимают кривую трехсигнальной избирательности в соответствии с ее определением, приведенным в § 1-2.

Для снятия характеристики двухсигнальной избирательности приемников ЧМС пользуются приведенной ранее методикой, но ГСС, естественно, должны быть с частотной модуляцией.

Для проверки ослабления по зеркальному каналу используют структурную схему измерения чувствительности. Вначале настраивают все приборы и приемник так, как это требуется для измерения чувствительности на максимальной рабочей частоте приемника. После этого перестраивают ГСС на частоту зеркального канала и увеличивают уровень его сигнала до максимально возможного значения. Если при этом ИВ не зафиксирует наличия сигнала на выходе приемника, то медленно перестраивают ГСС в области меньших и больших частот до обнаружения напряжения на выходе. Обнаружив это напряжение, настраивают частоту ГСС по максимуму выходного напряжения приемника

и устанавливают напряжение сигнала ГСС $E_{А з}$, соответствующее нормальному выходному напряжению приемника. После этого вычисляют ослабление по зеркальному каналу $d_з = E_{А з}/E_{А 0}$. Если при выполнении указанных операций ИВ не зафиксирует наличие выходного сигнала приемника, то ослабление по зеркальному каналу считают больше значения $E_{макс}/E_{А 0}$, где $E_{макс}$ — максимальная амплитуда выходного сигнала ГСС. Для приемников ЧМС измерения выполняют так же, но генератор должен быть с частотной модуляцией.

Ослабление по промежуточной частоте измеряют, пользуясь структурной схемой для измерения чувствительности. Первоначально ГСС и приемник настраивают на рабочую частоту, наиболее близкую к промежуточной, и измеряют чувствительность приемника. После этого перестраивают ГСС на промежуточную частоту приемника и увеличивают его сигнал до максимального значения. Если при этом на ИВ отсутствуют показания, то медленно перестраивают ГСС в области меньших и больших частот до появления выходного сигнала приемника. Перестройку прекращают при максимальном выходном напряжении приемника. Устанавливают выходной сигнал ГСС $E_{А пр}$ так, чтобы выходное напряжение приемника равнялось нормальному. Тогда ослабление по промежуточной частоте $d_{пр} = E_{А пр}/E_{А 0}$. Если сигнал на выходе приемника не обнаруживается, то считают, что $d_{пр} > E_{макс}/E_{А 0}$.

Для приемника ЧМС измерения производят по той же методике, но при этом используют ГСС с частотной модуляцией.

16-5. СНЯТИЕ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для снятия амплитудной характеристики используют структурную схему измерения чувствительности. Приемник настраивают на частоту, при которой его чувствительность наилучшая (значение $E_{А 0}$ наименьшее). Производят контрольное измерение чувствительности. После этого выключают АРУ и снимают амплитудную характеристику приемника. Для этого устанавливают выходной сигнал ГСС равным 0,5 $E_{А 0}$ и измеряют выходное напряжение приемника. Затем увеличивают сигнал ГСС ступенями, равными 0,5 $E_{А 0}$, и снова производят замеры выходного напряжения. Измерения производят до таких уровней входных сигналов, при которых прирост выходного напряжения становится значительно меньше (в 3—4 раза) прироста входного сигнала. По полученным данным строится амплитудная характеристика приемника при неработающей АРУ. По ней находится точка перегиба и определяется максимальный входной сигнал, ограничивающий линейный участок характеристики.

После этого по аналогичной методике снимается амплитудная характеристика при работающей АРУ. В этом случае ступени увеличения входного сигнала берут такими, при которых выходное напряжение возрастает на 10-15%. Заканчивают измерения при значении входного сигнала, оговоренном в условиях на испытание приемника или на качество действия АРУ (11-4). По полученным данным строят амплитудную характеристику. Масштаб по оси входных сигналов берут логарифмическим, а по оси ординат — линейным. По амплитудной характеристике находят значения параметров *В* и *Д* (11-4), определяющие качество работы АРУ.

16-6. СНЯТИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДЛЯ ОЦЕНКИ ИСКАЖЕНИЙ

Оценка амплитудно-частотных искажений производится по характеристике верности воспроизведения принимаемого сигнала. Для ее снятия используют структурную схему, изображенную на рис. 16-1, без ИНИ. В начале при выключенном ЗГ всю аппаратуру и приемник настраивают на минимальную рабочую частоту приемника, на которой его полоса пропускания наиболее узкая. Затем производят контрольный замер чувствительности. После этого у ГСС выключают внутреннюю модуляцию и включают внешнюю от ЗГ, у которого устанавливают частоту, равную стандартной частоте модуляции ГСС (400 Гц). Амплитуда выходного напряжения ЗГ подбирается так, чтобы выходное напряжение приемника было равно нормальному. При этом коэффициент модуляции ГСС будет иметь стандартное значение (0,3), что фиксируется по измерителю глубины модуляции ГСС. Затем, поддерживая выходное напряжение ЗГ постоянным, изменяют его частоту до значений, на 20-25% больших и меньших, чем расчетное значение полосы пропускания низкочастотного тракта приемника. При этом для каждого значения частоты ЗГ измеряют выходное напряжение приемника. По полученным данным строят характеристику верности воспроизведения. По оси абцисс откладывают частоту модуляции в логарифмическом масштабе, а по оси ординат—выходное напряжение приемника в линейном масштабе (см. рис. 8-7). По характеристике верности воспроизведения находят наибольшее выходное напряжение $U_{\text{вых.макс}}$ и напряжения, соответствующие низшей $U_{F_\text{н}}$ и высшей $U_{F_\text{в}}$ модулирующим частотам приемника. Подставляя значения этих напряжений в формулы (1-2) вместо коэффициентов усиления приемника, вычисляют коэффициенты амплитудно-частотных искажений на низшей и высшей частотах модуляции.

При наличии в приемнике ручного регулятора полосы пропускания или тембра снимают вторую кривую верности воспроизведения при положении указанных регуляторов, соответствующих самой узкой полосе пропускания приемника. Эта характеристика позволяет оценить качество работы ручных регуляторов полосы пропускания.

Нелинейные искажения оценивают по коэффициенту гармоник, для измерения которого используют структурную схему измерений, изображенную на рис. 16-1. Вначале при выключенных ЗГ и ИНИ производят контрольный замер чувствительности. Затем у ГСС выключают внутреннюю модуляцию и включают внешнюю от ЗГ, обеспечивая нормальные параметры модуляции. Делается это для того, чтобы закон модуляции сигнала был возможно ближе к гармоническому, ибо выходное напряжение ЗГ имеет значительно меньший уровень высших гармонических составляющих по сравнению с внутренним модулятором ГСС. Затем включают ИНИ и, пользуясь его показаниями, снимают две характеристики нелинейных искажений.

Модуляционная характеристика нелинейных искажений представляет зависимость коэффициента гармоник от коэффициента модуляции при постоянной амплитуде несущей сигнала. Ее типичный вид изображен на рис. 16-2. Она позволяет оценить нелинейные искажения как при нормальном выходном напряжении ($m = 0{,}3$), так и при номинальном ($m = 0{,}3 \cdot 0{,}316 = 0{,}948$).

Резкое увеличение коэффициента гармоник при больших коэффициентах модуляции объясняется тем, что в последних каскадах

низкочастотного тракта входные сигналы становятся большими и работа каскадов происходит в существенно криволинейном участке вольт-амперных характеристик их электронных приборов

Модуляционная характеристика снимается при постоянной амплитуде сигнала, соответствующей чувствительности приемника.

Амплитудной характеристикой нелинейных искажений называют зависимость коэффициента гармоник от амплитуды входного сигнала при постоянном значении коэффициента модуляции. Для ее снятия используют внешнюю модуляцию ГСС от ЗГ. Чаще всего измерения производят при стандартном коэффициенте модуляции, равном 0,3. Но для оценки максимально возможных искажений снимают такую же характеристику при $m = 0{,}9 \div 0{,}95$. На рис. 16-3 приведены типовые амплитудные характеристики нелинейных искажений приемника. При малых входных сигналах увеличение коэффициента гармоник объясняется повышением искажений в детек-

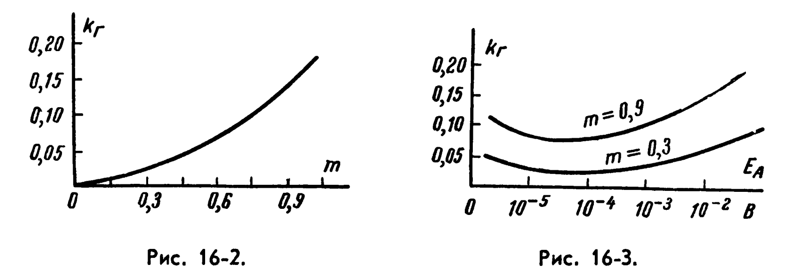


Рис. 16-2.

Рис. 16-3.

торе, а при больших — возрастанием искажений в низкочастотных каскадах за счет увеличения их входного сигнала.

Модуляционная и амплитудная характеристики нелинейных искажений позволяют иметь достаточно полное представление об уровне нелинейных искажений приемника при различных режимах его работы.

16-7. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ПРИЕМНИКОВ

Кроме рассмотренных ранее производят испытания приемников, позволяющие определить его дополнительные эксплуатационные характеристики.

Точность градуировки шкалы приемника проверяют, пользуясь структурной схемой измерения чувствительности. Для этого настраивают приемник по его шкале на одну из частот, соответствующую делению шкалы. Затем настраивают ГСС по максимуму выходного напряжения приемника. По шкале частот ГСС определяют истинную частоту настройки приемника. Следует помнить о том, что точность отсчета частоты ГСС обычно не превышает 2%. Если нужна более точная градуировка шкалы приемника, то вместо ГСС в качестве источника сигнала используют специальные генераторы — кварцевые калибраторы (например, КК-6).

Перекрытие соседних поддиапазонов в многодиапазонных приемниках и крайние частоты поддиапазонов измеряют по методике, применяемой при проверке градуировки шкалы.

Излучение колебаний гетеродина проверяют с помощью специальных радиоприемных устройств, которые позволяют измерять напря-

женность поля сигнала. Такими устройствами могут быть измерители помех или компараторы. Их антенну помещают от антенны приемника на заданном расстоянии, например 1 м.

Климатические испытаиия приемников производят в следующем порядке. Помещают приемник на заданное время в термо- или барокамеру с необходимыми условиями окружающей среды. После этого проверяют основные характеристики приемника и работоспособность органов управления (при низких температурах смазка в подшипниках может замерзнуть и ручки регуляторов не будут вращаться).

Оценка устойчивости работы приемника производится по изменению его основных характеристик (чувствительности, избирательности) при крайних допустимых значениях питающих напряжений.

В некоторых случаях проверяют срок непрерывной работы приемника до нарушения его работоспособности. Этот критерий определяет надежность работы приемника в нормальных условиях эксплуатации. Могут производиться и другие испытания, в зависимости от назначения приемника, например проверка на устойчивость при механических вибрациях для приемников, устанавливаемых на подвижных объектах.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какова методика подготовки приемника к испытаниям? Как оценивают работоспособность приемника?
2. С помощью каких измерений можно определить неисправный каскад приемника?
3. Какова структурная схема испытаний приемника? Какие измерительные приборы для этого необходимы? Каковы типовые климатические условия для испытаний приемников?
4. Как можно устранить действие внешних помех при испытании приемника?
5. Какова методика измерения чувствительности приемника? Какую выходную мощность (напряжение) приемника называют нормальной и номинальной? Какова связь между ними?
6. Какие стандартные параметры модуляции сигналов приняты при испытаниях приемников?
7. Опишите методику снятия кривой избирательности приемников АМС и ЧМС. Как с помощью этой характеристики определить полосу пропускания, ослабление по соседнему каналу и коэффициент прямоугольности?
8. Какова методика снятия двух- и трехсигнальных характеристик избирательности? Как можно измерить ослабление по зеркальному каналу и ослабление сигнала промежуточной частоты?
9. Опишите способ снятия амплитудной характеристики приемника. Как с ее помощью можно проверить качество работы системы АРУ?
10. Какова методика снятия характеристики верности воспроизведения приемника?
11. Какие зависимости определяют модуляционная и амплитудная характеристики нелинейных искажений? Каковы методики их снятия?
12. Какие испытания проводят для оценки эксплуатационных характеристик приемника?

ГЛАВА 17

КРАТКИЙ ОЧЕРК РАЗВИТИЯ РАДИОПРИЕМНОЙ ТЕХНИКИ И ЕЕ ЗАДАЧИ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ

Не будет преувеличением сказать, что одним из важнейших условий прогресса человеческого общества является развитие и совершенствование средств связи. Даже ближние космические полеты были бы практически невозможны, если бы не было современных средств радиотехнической связи. Именно радиосвязь обеспечивает передачу информации в любой уголок земного шара в весьма короткое время. Благодаря существованию систем радиосвязи в последние три-четыре десятилетия намного возросла безопасность экспедиций в полярные и другие малодоступные районы по сравнению с концом прошлого и началом нынешнего веков. Работа современного воздушного и морского транспорта была бы крайне затруднена, а в некоторых случаях и невозможна, если бы не существовало современных систем радиосвязи радионавигации и радиолокации. Эти средства наравне с системами радиовещания и телевидения стали обыденными техническими приборами в большинстве областей современной науки, техники и в быту.

Именно с этих позиций следует подходить к оценке работы А. С. Попова, создавшего оригинальную аппаратуру для нового средства связи с использованием электромагнитных волн. Характерно, что своего успеха он добился в результате целеустремленной многолетней работы над поисками нового средства связи для военно-морского флота, способного обеспечивать связь в любых метеорологических условиях на значительные расстояния. Ведь еще в девяностых годах прошлого столетия связь между кораблями и между кораблями и портами была оптической (фонари, сигнальные флаги) и звуковой (сирены). А. С. Попов, работая в одном из учреждений военно-морского флота, хорошо понимал ограниченные возможности таких средств связи, дальность действия которых значительно сокращалась в условиях плохой погоды.

Создав в 1895 г. первый приемник энергии электромагнитных волн, возникающих при грозовых разрядах, Александр Степанович Попов писал: «В заключение могу выразить надежду, что мой прибор при дальнейшем усовершенствовании его может быть применен к передаче сигналов на расстояния при помощи быстрых электрических колебаний, как только будет найден источник таких колебаний, обладающий достаточной энергией».

Спустя несколько месяцев он создал такой источник, а затем продемонстрировал работу линии радиосвязи с пишущим приемом на расстоянии 250 м. В 1899 г. совместно с П. Н. Рыбкиным и Д. С. Троицким он довел дальность действия телефонной радиосвязи до 25 км, а в 1900 г. — до 47 км. Это уже значительно превышало дальность действия средств связи, применявшихся на кораблях. Радиолиния, разработанная А. С. Поповым, помогла спасти русских рыбаков, унесенных на льдине в Финский залив.

В начале XX века А. С. Поповым были сконструированы первые корабельные радиостанции и его мечты о создании нового средства связи осуществились. Но чиновники царского правительства, не верившие в силу и способности русских ученых, не поддержали предложение А. С. Попова об организации производства радиостанций на отечественных предприятиях. Они обратились за помощью к иностранной фирме. Последняя для работы была вынуждена пригласить А. С. Попова в качестве консультанта. До конца своих дней (1906 г.) А. С. По-

пов продолжал совершенствовать конструкции корабельных радиостанций.

В последующие годы вплоть до Великой Октябрьской социалистической революции развитие радиотехники в России практически осуществлялось отдельными группами ученых-энтузиастов. Лишь Советская власть создала в нашей стране должные условия для развития радиотехники. 21 июля 1918 г. В. И. Лениным был подписан декрет «О централизации радиотехнического дела», а 2 декабря того же года он утвердил положение о Нижегородской радиолаборатории. В этой лаборатории были объединены лучшие радиоспециалисты страны. В 1923 г. в Петрограде была создана центральная радиолаборатория (ЦРЛ), ставшая в дальнейшем основным научным центром по разработке радиовещательных приемников.

Высоко ценя деловую сметку и творческую инициативу народных масс, наша партия всегда стремилась привлекать их к решению сложных народнохозяйственных задач. Для этого 28 июля 1924 г. постановлением СНК была разрешена постройка частных радиоприемных станций. Это постановление положило начало развитию массового радиолюбительства в стране. Радиолюбители во многом способствовали освоению декаметрового диапазона волн, что позволило при весьма малых мощностях радиопередатчиков организовать радиосвязь на расстояние в десятки тысяч километров. С радиолюбительства начинали свою творческую деятельность такие крупные ученые, как В. И. Сифоров, работы которого в течение многих десятилетий в значительной степени способствуют развитию отечественной радиоприемной техники. На ежегодных выставках радиолюбительского творчества уже многие годы представляются не только новые конструкции любительских приемников, но и большое количество весьма важных для различных отраслей народного хозяйства приборов. Лучшие из них многократно удостаивались премий и медалей ВДНХ.

Многие радиолюбители работали и работают в настоящее время радистами в полярных и других малодоступных районах. Один из них Э. Т. Кренкель, был участником легендарной экспедиции на дрейфующей льдине в районе Северного полюса, обеспечивавшей, в частности, первый беспосадочный перелет советских самолетов в США через полюс.

Использование кристаллических детекторов (1906-1908 гг.) вместо когерера, применявшегося в первых конструкциях радиоприемников, позволило существенно повысить их чувствительность. Применение электронных ламп в качестве усилителей напряжения модулирующих частот, а затем и радиосигналов дало возможность дальнейшего улучшения параметров радиоприемников.

В 1913 г. немецкий ученый Мейснер открыл принцип, позволивший ему создать первый ламповый генератор с самовозбуждением при трансформаторной обратной связи. В этом же году английский ученый Роунд предложил этот принцип для автодинного приема незатухающих радиотелеграфных сигналов. С этого времени начинается внедрение ламповых радиоприемников и использование их в различных линиях радиосвязи.

В 1919 г. американский ученый Армстронг построил первый супергетеродинный приемник. Но плохие характеристики электронных ламп того времени и работа в диапазонах километровых и гектометровых волн не позволили использовать преимущества этого типа радиоприемника. Более эффективным оказался открытый Армстронгом в 1922 г. метод регенеративного радиоприема, широко применявшийся в ламповых приемниках 20-х и начала 30-х годов. Только появ-

ление многосеточных ламп, используемых для преобразования частоты (1932—1934 гг.), позволило создать супергетеродинные приемники с лучшими характеристиками, чем у приемников прямого усиления при одинаковом и даже меньшем числе каскадов.

В 1935 г. Армстронг построил первый приемник частотно-модулированных сигналов и показал возможность лучшего ослабления помех в нем. В 1936 г. В. И. Сифоров (в СССР) и Кросби (в США) независимо друг от друга теоретически доказали преимущества, которые можно получить при переходе от амплитудной модуляции сигналов к частотной.

Ученые многих стран занимались разработкой радиолиний с импульсной модуляцией. Первые образцы импульсных радиолокационных станций были созданы в нашей стране под руководством Ю. Б. Кобзарева и А. В. Агеева. От приемников этих станций требуются весьма высокая чувствительность и низкий уровень искажений принимаемого сигнала. Указанные параметры приемников в значительной степени определяют как дальность действия радиолокационных станций, так и точность их работы. Поэтому создание подобных приемников было крупным успехом отечественной радиопромышленности и характеризовало высокий уровень выполнения научных исследований и конструкторских разработок нашими учеными и инженерами, работавшими в области радиоприемной техники.

В 30-х годах радиотехническая промышленность в нашей стране объединяла многие достаточно мощные предприятия. Она выпускала лучшие по тем временам радиопередатчики и производила большими сериями радиоприемники различного назначения.

В книге В. И. Шамшура «Первые годы советской радиотехники и радиолюбительства» подробно изложена история развития отечественной радиотехники и советского радиолюбительства.

Советскими учеными выполнены фундаментальные исследования, которые стали базой для создания теории радиоприема. Еще в 20-х годах в отечественном журнале «Телеграфия и телефония без проводов» публиковались оригинальные работы В. К. Лебединского, А. А. Петровского, А. И. Берга и И. Г. Фреймана. Они послужили основой для создания первых методик радиотехнических расчетов, в том числе и для элементов приемников прямого усиления.

На основе проведенных теоретических исследований в 30-х годах В. И. Сифоров разработал методики расчета ламповых усилителей, детекторов и специфических каскадов супергетеродинного приемника. Результаты этих исследований и до настоящего времени используются при проектировании радиоприемников. В эти же годы В. А. Котельниковым была разработана теория потенциальной помехоустойчивости приема при флюктуационных помехах. Н. Н. Крыловым было проведено исследование воздействия атмосферных помех на работу радиоприемника, Л. Б. Слепяном и В. И. Сифоровым разработана теория диодного детектора, А. А. Пистолькорсом внесен огромный вклад в изучение свойств приемных антенн различных типов.

Работы крупнейших советских ученых Н. Д. Папелекси, Л. И. Мандельштама, А. Н. Щукина, Ю. Б. Кобзарева, В. И. Сифорова, С. И. Евтянова и других послужили основой для создания общей теории нелинейных систем и импульсных устройств, применяющихся в радиоприемниках.

Фундаментальные исследования по изучению физических свойств полупроводников были выполнены в 30-х и 40-х годах под руководством А. Ф. Иоффе. Они послужили, в частности, основой для разработки

нового класса электронных приборов — транзисторов, которые впервые были созданы в США Бардиным, Браттейном и Шокли в 1948 г. Использование транзисторов позволило создать радиоприемники с малыми размерами, массой и мощностью питания, что способствовало быстрому прогрессу в развитии многих областей техники, особенно авиационной и космической. Транзисторы дали возможность производить весьма портативные радиовещательные приемники с индивидуальными источниками питания, широко вошедшие в современную жизнь.

Огромную роль в подготовке радиоспециалистов в нашей стране сыграл учебник В. И. Сифорова «Радиоприемные устройства», вышедший первым изданием в 1939 г. В течение многих лет этот учебник является основным во всех вузах страны. Он выдержал пять изданий.

Большая работа проведена советским ученым А. П. Сиверсом по разработке и созданию приемников магистральной радиосвязи. Бесценный вклад внесли ведущие советские радиоспециалисты в разработку и налаживание производства новой радиоприемной аппаратуры в годы Великой Отечественной войны.

В послевоенные годы нашими учеными разработаны электронные приборы и методы построения радиотрактов приемников, позволившие повысить их чувствительность в сантиметровом диапазоне. Особую ценность имеют работы Н. Г. Басова и А. М. Прохорова, которые открыли возможность создания молекулярных усилителей и генераторов. Л. С. Гуткин разработал теорию и методику расчета работы диодных детекторов и преобразователей частоты при использовании их на сверхвысоких частотах. Оригинальные исследования выполнены В. И. Тихоновым по изучению свойств шумовой помехи. Работы Я. Д. Ширмана во многом способствовали развитию теории приема импульсных сигналов при различных видах модуляции с учетом действия помех. Исследования Н. И. Чистякова позволили создать теорию и методику расчета частотных детекторов. А. А. Куликовский, С. Е. Фалькович, Ю. Л. Симонов и другие разработали основы оптимального применения транзисторов в радиоприемной технике.

Большинство книг советских авторов по радиоприемной технике и в частности учебник В. И. Сифорова изданы за рубежом и получили мировое признание.

Как и прежде, перед специалистами в области радиоприемных устройств стоят три основные проблемы, решение которых будет способствовать дальнейшему развитию радиоприемной техники. Ими являются: а) создание высококачественных радиоприемных устройств для осваиваемых диапазонов волн (от миллиметрового до оптического); б) разработка эффективных способов ослабления действия помех и повышения чувствительности приемников; в) совершенствование эксплуатационных характеристик и повышение надежности работы радиоприемной аппаратуры. Решение двух последних проблем особенно важно при создании новых космических радиотехнических комплексов и глобальных систем связи и навигации в воздушном и морском транспорте.

К ближайшим задачам развития отечественной бытовой радиоэлектроники и радиоприемной техники относятся: резкое увеличение производства телевизоров для приема программ с цветным изображением, переход на производство транзисторных радиоприемников и телевизоров для большинства освоенных диапазонов волн, а также расширение сети телевизионных станций системы «Орбита», позволяющих непосредственно принимать программу центрального телевидения практически в любом месте нашей необъятной Родины и в других странах социалистического лагеря.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ПАРАМЕТРЫ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И ДИОДОВ

Таблица П1-1

Параметры транзисторов

Тип транзистора	Коэффициент усиления по току α_0	Предельная частота f_α, МГц	Сопротивление базы $r_б$, Ом	Выходная емкость C_{22}, пФ	Проходная емкость C_{12}, пФ	Обратный ток коллектора $I_{к0}$, мкА	Режим при измерении	
							$U_к$, В	$I_к$, мА
П402	0,94	50	100	14	6	15	5	1
П403	0,98	100	50	10	7,5	10	5	1
П416	0,99	120	50	9	7	5	5	1
П411	0,993	360	50	4,5	2,2	2	2	1
ГТ310Б	0,98	129	75	12	2,5	5	5	1

Таблица П1-2

Входная проводимость g_{11}, мСм, при $I_к = 1$ мА

Тип транзистора	Частота, МГц									
	0,5	1	3	5	10	15	20	30	40	50
П402	0,7	0,8	1,7	2,7	4,5	6,7	—	—	—	—
П403	0,6	0,7	0,85	1,25	3,3	6,7	—	—	—	—
П411	0,9	0,93	1	1,04	1,1	1,25	1,5	2	3,1	5
П416	1,8	1,8	2	2,4	3,1	5	—	—	—	—
ГТ310Б	0,5	0,53	0,6	0,7	3,2	6,5	—	—	—	—

Таблица П1-3

Выходная проводимость g_{22}, мкСм, при $I_к = 1$ мА

Тип транзистора	Частота, МГц									
	0,5	1	3	5	10	15	20	30	40	50
П402	7	11	20	33	200	500	—	—	—	—
П403	9	10	13	16	49	80	—	—	—	—
П411	9	9,3	10	13	20	50	125	170	250	330
П416	10,5	11	12	15	50	75	—	—	—	—
ГТ310Б	7	8	9	10	40	70	—	—	—	—

Таблица П1-4

Модуль проводимости прямой передачи $|Y_{21}|$, мСм, при $I_к = 1$ мА

Тип транзистора	Частота, МГц									
	0,5	1	3	5	10	15	20	30	40	50
П402	30	30	30	30	29,5	29	—	—	—	—
П403	31	31	31	31	30,5	29,5	—	—	—	—
П411	40	40	40	40	40	40	40	37	34	30
П416	31	31	31	31	31	30	—	—	—	—
ГТ310Б	26	26	26	26	25,5	25	—	—	—	—

Таблица П1-5

Входная емкость C_{11}, пФ, при $I_к = 1$ мА

Тип транзистора	Частота, МГц									
	0,5	1,0	3,0	5	10	15	20	30	40	50
П402	160	150	135	130	110	85	—	—	—	—
П403	150	140	125	120	115	90	—	—	—	—
П411	—	—	31	30,5	30	30	30	28	26	22
П416	—	—	120	101	92	84	—	—	—	—
ГТ310Б	—	75	65	60	56	45	—	—	—	—

Таблица П1-6

Параметры точечных диодов

Тип диода	Средний выпрямленный ток I_0, мА, не более	Прямая проводимость S, мСм	Обратная проводимость $S_{обр}$, мкСм	Постоянное обратное напряжение $U_{обр}$, В	Максимальная частота $f_{макс}$, МГц	Емкость анод — катод $C_{ак}$, пФ
Д1А	16	2,5	0,025	20	150	1,0
Д1В	25	7,5	0,01	30	150	1,0
Д1Е	12	10,0	0,0025	100	150	1,0
Д2А	50	50	0,04	10	150	1.0
Д2Е	16	10	0,0025	125	150	1,0
Д9А	25	10	0,025	10	80	1,0
Д9Ж	15	10	0,025	100	80	1,0

Таблица П1-7

Емкость полупроводниковых диодов, пФ

Тип диода	Напряжение между электродами, В						
	0	1	2	3	5	10	15
ДГЦ27	80	30	20	15	10	8	7
Д202	78	60	52	47	42	33	27
Д231	980	760	740	715	700	670	650
Д813	370	250	190	150	100	—	—
Д816	620	450	400	385	370	340	320
Д817	570	375	330	315	300	275	260
Д902	17	14,5	12,5	11	9,5	6,5	4,5

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЛАМП

Тип лампы	Напряжение анода $E_а$, В	Ток анода $I_а$, мА	Напряжение второй сетки E_{g2}, В	Ток второй сетки I_{g2}, мА, не более	Напряжение смещения E_g, В	Сопротивление резистора в цепи автоматического смещения $R_к$, Ом	Крутизна характеристики S, мА/В
1Ж24Б	60	0,95	45	0,1	0	—	0,9
1Ж29Б	60	5,3	45	0,5	0	—	2,5
1Ж30Б	12	0,8	12	0,15	0	—	0,65
6Ж1П	120	7,35	120	3	—	200	5,15
6Ж9П	150	15	150	4,5	—	80	17,5
6Ж11П	150	25	150	7,5	—	50	28
6Ж33А	120	8,5	100	4	—	120	4,5
6Ф1П	250/100	11/6,4	100	2,7	3/0	—	3,7/4
6К4П	250	10	100	3	—	68	4,4
6Н23П	. 120	15	—	—	—	680	10,5

Тип лампы	Внутреннее сопротивление R_i, кОм	Емкость сетка—катод $C_{gк}$, пФ	Емкость сетка—анод $C_{gа}$, пФ	Емкость анод—катод $C_{ак}$, пФ	Шумовое сопротивление $R_ш$, кОм	Наибольшее сопротивление резистора в цепи сетки R_g, МОм	Коэффициент $Б \cdot 10^{-21}$ (См/Гц²)
1Ж24Б	—	3,6	0,008	2,95	6	2,2	2,5
1Ж29Б	—	5	0,005	3,0	7	1	5
1Ж30Б	600	8,5	0,015	3,5	13	—	—
6Ж1П	300	4,3	0,035	2,35	1,5	1	9,1
6Ж9П	150	8,5	0,03	3	0,35	1	56
6Ж11П	36	13,5	0,04	3,45	0,24	0,3	185
6Ж33А	450	3,6	0,03	3,3	2,8	1	17,3
6Ф1П	700/6	5,1/2,6	0,006/2,6	7,4/2	7	0,5	45
6К4П	850	6,0	0,0035	6,3	3,5	0,5	25
6Н23П	25	3,6	1,5	0,2	0,24	1	40

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПАРАМЕТРЫ ПОСТОЯННЫХ РЕЗИСТОРОВ И КОНДЕНСАТОРОВ ПОСТОЯННОЙ ЕМКОСТИ

Таблица П3-1

Шкала номинальных сопротивлений резисторов

Допустимые отклонения, %					
±5	±10	±20	±5	±10	±20
Единицы, десятки, сотни ом, килоом, мегаом					
1,0	1,0	1,0	3,3	3,3	3,3
1,1	—	—	3,6	—	—
1,2	1,2	—	3,9	3,9	—
1,3	—	—	4,3	—	—
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
1,6	—	—	5,1	—	—
1,8	1,8	—	5,6	5,6	—
2,0	—	—	6,2	—	—
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
2,4	—	—	7,5	—	—
2,7	2,7	—	8,2	8,2	—
3,0	—	—	9,1	—	—

Таблица П3-2

Шкала номинальных емкостей конденсаторов

Допустимые отклонения, %					
±5	±10	±20	±5	±10	±20
Единицы, десятки, сотни и тысячи пикофарад					
1,0	1,0	1,0	3,3	3,3	3,3
1,1	—	—	3,6	—	—
1,2	1,2	—	3,9	3,9	—
1,3	—	—	4,3	—	—
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
1,6	—	—	5,1	—	—
1,8	1,8	—	5,6	5,6	—
2,0	—	—	6,2	—	—
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
2,4	—	—	7,5	—	—
2,7	2,7	—	8,2	8,2	—
3,0	—	—	9,1	—	—
Микрофарады					
0,010	0,01	0,010	0,33	0,33	0,33
0,012	0,012	—	0,47	0,47	0,47
0,015	0,015	0,015	0,68	0,68	0,68
0,018	0,018	—	1,0	1,0	1,0
0,022	0,022	0,022	1,5	1,5	1,5
0,027	0,027	—	2,2	2,2	2,2

Допустимые отклонения, %					
±5	±10	±20	±5	±10	±20
0,033	0,033	0,033	3,3	3,3	3,3
0,039	0,039	—	4,7	4,7	4,7
0,047	0,047	0,047	6,8	6,8	6,8
0,056	0,056	—	10	10	10
0,068	0,068	0,068	15	15	15
0,082	0,082	—	22	22	22
0,10	0,10	0,10	33	33	33
0,15	0,15	0,15	47	47	47
0,22	0,22	0,022	68	68	68

Примечание Электролитические конденсаторы выпускаются с номинальными емкостями 1, 2, 5, 10, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000 мкФ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

ПАРАМЕТРЫ КОНДЕНСАТОРОВ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

Таблица П4-1

Блоки из двух конденсаторов переменной емкости

Марка блока	Диэлектрик	$C_{мин}$, пФ	$C_{макс}$, пФ	Емкость подстроечного конденсатора, пФ	В каких приемниках применяется
КПЕ	Воздух	12	495	—	«Эфир-67», «Родина-65»
КПЕ	Воздух	10	365	—	«Спидола», «ВЭФ-12»
КПЕ	Воздух	9	270	—	«Альпинист»
КП4-3А	Твердый	6	200	—	«Маяк», «Микро», «Эра»
КПЕ-3	Твердый	7	210	3—7	«Нева-2»
КПТМ	Твердый	4	220	—	«Гауя», «Селга»
КПТМ-4	Твердый	5	260	2—8	«Орбита», «Юпитер»
КПЕ	Твердый	2	120	—	«Сюрприз»

Таблица П4-2

Подстроечные керамические конденсаторы

Тип конденсатора	Емкость, пФ						
КПК-1	2—7	4—15	6—25	8—30	—	—	—
КПК-2	6—60	10—100	25—150	75—200	125—250	200—325	275—375

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

Параметр		Фильтры									
		пьезомеханические				пьезокерамические			электромеханические		
		ПФ1П-4-1	ПФ1П-4-2	ПФ1П-4-3	ПФ1П-5-3	ПФ1П-1	ПФ1П-М	ПФ1П-2	ЭМФП-5-465-6	ЭМФП-5-465-9	ЭМФП-5-465-13
Число звеньев m		1	2	3	3	4	4	4	5	5	5
Средняя частота f_0, кГц		465 ± 2				$465^{+2}_{-1,8}$			465 ± 1,5		
Полоса пропускания $П_ф$, кГц (при ослаблении на границе)		7—10 (2)			9—14 (2)	6,5—10 (2)	7—9,5 (2)	8,5—12,5 (2)	5,6—6,4 (1,41)	8,4—9,6 (1,41)	12,2—13,8 (1,41)
Ослабление при расстройке ± 10 кГц от средней частоты d, дБ		16	24	34	26	41	46	40	56	42	26
Коэффициент ослабления на средней частоте q		0,66	0,45	0,25	0,25	0,25			0,37	0,45	0,4
Номинальная проводимость, мСм	$G_{вх}$	0,5				0,835			1		
	$G_{вых}$	1				0,417			0,1		
Емкости конденсаторов настройки, пФ	$C_{вх}$	—				—			300	300	300
	$C_{вых}$	—				—			1500	2200	3300

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1 **Белов И. Ф., Дрызго Е. В.** Справочник по транзисторным радиоприемникам. М., „Советское радио", 1970. 519 с. с ил.

2 **Бергельсон И. Г., Дадерко Н. К., Пароль Н. В.** Приемно-усилительные лампы повышенной надежности. Справочник. М., „Советское радио", 1962 648 с. с ил.

3. **Радиоприемные** устройства М., „Советское радио", 1971. 496 с с ил. Авт.: Н. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. И. Мичурин и др.

4. **Расчет** радиоприемников. М., Воениздат, 1971. 496 с. с ил. Авт.: Н. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. И. Мичурин и др.

5. **Бобров Н. В.** Радиоприемные устройства. М., Госэнергоиздат, 1958 448 с. с ил.

6. **Великан Я. Н., Гельмонт З. Я., Зеллах Э. В.** Пьезокерамические фильтры. М., „Связь", 1966. 396 с. с ил.

7. **Гозолинг В.** Применение полевых транзисторов. М., „Энергия", 1970 160 с. с ил.

8. **Гуткин Л. С., Лебедев В. А., Сифоров В. И.** Радиоприемные устройства. М., „Советское радио", ч. 1, 1961. 704 с. с ил. ч. 2, 1963. 410 с. с ил.

9. **Дольник А. Г.** Громкоговорители. М., „Энергия", 1964. 32 с. с ил.

10. **Драбкин А. Л., Зузенко В. Л.** Антенно-фидерные устройства. М., „Советское радио", 1961 816 с. с ил.

11 **Екимов В. Д., Павлов К. М.** Проектирование радиоприемных устройств М., „Связь", 1970. 504 с. с ил

12 **Екимов В. Д.** Расчет и конструирование транзисторных радиоприемников. М., „Связь", 1972. 216 с. с ил.

13. **Жеребцов И. П.** Основы электроники. М., „Энергия", 1974. 464 с. с ил.

14. **Згут М. А.** Условные обозначения и схемы. М., „Энергия", 1964. 112 с. с ил.

15. **Изюмов Н. М.** Основы радиотехники. М., „Связь", 1965. 542 с. с ил.

16. **Калихман С. Г., Левин Я. М.** Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. М., „Связь", 1969. 480 с. с ил.

17. **Крылов Г. М., Смирнов Г. А.** Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления. М., „Энергия", 1967 168 с. с ил.

18. **Левандовский Б. А.** Шкалы и верньерные устройства. М., Госэнергоиздат, 1952. 64 с. с ил.

19. **Левитин Е. А., Левитин Л. Е.** Радиовещательные приемники. М., „Энергия", 1967. 368 с. с ил

20. **Ломанович В.** Справочник по радиодеталям. М., Изд-во ДОСААФ, 1966. 64 с. с ил.

21. **Манн Г., Фишер Г.** Телевизионные приемники и приемные телевизионные антенны. М., „Энергия“, 1964. 326 с. с ил.
22. **Палшков В. В.** Радиоприемные устройства. М., „Связь“, 1965. 544 с. с ил.
23. **Петров А. Н., Шматченко В. Ф.** Полосовые электромеханические фильтры радиочастот. М., Госэнергоиздат, 1961. 300 с. с ил.
24. **Радиоприемные** устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р. А. Валитова, А. А. Куликовского. М., „Советское радио“, 1968. 384 с. с ил.
25. **Рогинский И. Ю.** Детали миниатюрной аппаратуры М., „Энергия“, 1971. 120 с. с ил.
26. **Сифоров В. И.** Радиоприемные устройства. М., Воениздат, 1954. 804 с. с ил.
27 **Справочник** радиолюбителя. Под ред. А. А. Куликовского. М., Госэнергоиздат, 1961. 500 с. с ил.
28. **Транзисторы.** Справочник под ред. И. Ф. Николаевского. М., „Связь“, 1969. 624 с. с ил
29. **Трохименко Я. К.** Радиоприемные устройства на транзисторах. Киев, изд-во „Техника“, 1964. 416 с. с ил.
30 **Харченко К. П.** УКВ антенны. М., Изд-во ДОСААФ, 1969. 112 с. с ил.
31. **Хомич В. И.** Приемные ферритовые антенны. М., Госэнергоиздат, 1963 64 с. с ил.
32. **Щуцкой К. А.** Транзисторные усилители высокой частоты М., „Энергия“, 1967. 128 с с ил.
33. **Фалькович С. Е., Музыка З. Н.** Чувствительность радиоприемных устройств с транзисторными усилителями. М., „Энергия“, 1970. 128 с. с ил.
34. **Фрид Е. А., Азарх С. Х.** Пьезокерамические фильтры М., „Энергия“, 1967. 40 с. с ил.
35 **Чистяков Н. И., Сидоров В. М.** Радиоприемные устройства. М., Связьиздат, 1974. 408 с. с ил.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Николай Васильевич Бобров

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

●

Редактор В. П. Васильев
Редактор издательства А. Г. Козлова
Переплет художника А. А. Иванова
Технический редактор Т. А. Маслова
Корректор З. Б. Драновская

●

Сдано в набор 5/III 1976 г. Подписано к печати 23/IX 1976 г.
Т-15148. Формат 84×108 1/32. Бумага типографская № 1.
Усл. печ. л. 19,32. Уч.-изд. л. 27,69.
Тираж 100 000 экз. Зак. № 539. Цена 1 р. 35 к.

Издательство «Энергия»,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское
производственно-техническое объединение «Печатный Двор»
имени А. М. Горького Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
197136, Ленинград, П-136, Гатчинская ул., 26.

1р. 35к.